radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Bildüberblendeinrichtungen
- Bauanleitung für ein Transistorprüfgerät mit Blinklichtanzeige
- Bauanleitung für einen Transistorverstärker mit eisenloser Endstufe
- Selbsttätige elektronische Spannungsregelung mit Transistoren

22 | NOVEMBER 1965

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 674

Günter John
Bildüberblendeinrichtungen 675

Klaus Wiechert
Empfangsverbesserung durch das Antennen-Diversity-Verfahren 678

Navigationssatellitensysteme 680

D. Sager und R. Müller
Der MOS-Feldeffekttransistor – MOSFET Teil 2 und Schluß 681

Interessante Schaltungen bei Koffergeräten 685

Neuigkeiten der Halbleitertechnik 686

M. Jansen und H. J. Quadt
Röhreninformationen 32 EF 184 687

Aus der Reparaturpraxis 689

Hagen Jakubaschk
Ein Transistorprüfgerät mit Blinklichtanzeige 691

Dipl.-Phys. U. Tarnick
Praktische Messung der Leistungsverstärkung von Transistoren 694

Ein automatischer Programmüberblender 695

Dipl.-Ing. H. Heckmann
Grundlagen zur Theorie und Berechnung von Kettenleitern, Filtern und Verzögerungsketten 696

Bauanleitung: Transistorverstärker mit eisenloser Endstufe 699

Klaus K. Streng
Selbsttätige elektronische Spannungsregelung mit Transistoren 700

Heinz Schneider und Peter Jungfer
Zweistufige thermoelektrische Kaskade in elektrischer Reihenschaltung 702

Der Schneidwinkel bei Stereoschallplatten 704

OBSAH

Oznámení a zprávy 674

Günter John
Trikové prolínání televizních obrazů 675

Klaus Wiechert
Zlepšení přijímacích podmínek pomocí výběrového příjmu 678

Systémy navigačních družic 680

D. Sager a R. Müller
Polem řízený tranzistor „MOSFET", díl druhý a závěr 681

Zajímavá zapojení u kabelkových přijímačů 685

Novinky z oboru polovodičů 686

M. Jansen a H. J. Quadt
Informace o elektronkách 32 EF 184 687

Z opravářské praxe 689

Hagen Jakubaschk
Zkoušeč tranzistorů se světelnou indikací 691

Dipl.-Phys. U. Tarnick
Praktické měření výkonového zesílení u tranzistorů 694

Automatické zařízení pro nezávadný přechod mezi jednotlivými magnetofonovými záznamy 695

Dipl.-Ing. H. Heckmann
Základy teorie a výpočtu do řetězů řazených čtyřpólů, filtrů a zpožďovacích vedení 696

Stavební návod: tranzistorový zesilovač s koncovým stupněm bez železa 699

Klaus K. Streng
Automatická elektronická regulace napětí pomocí tranzistorů 700

Heinz Schneider a Peter Jungfer
Dvoustupňová termoelektrická kaskáda v elektricky seriovém zapojení 702

Úhel řezu u stereofonních gramofonových desek 704

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 674

Гюнтер Ион
Микшер для перехода с одного изображения к другому 675

Клаус Вихерт
Улучшение приема методом разнесенных антенн 678

Системы навигационных спутников 680

Д. Загер и Р. Мюллер
Полевой транзистор МОС типа MOSFET, ч. 2-я и окончание 681

Любопытные схемы переносных приемников 685

Новое в полупроводниковой технике 686

Янзен и Г. И. Квадт
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (32) Электронная лампа EF 184 687

Из работы ремонтных мастерских 689

Гаген Якубашк
Испытатель транзисторов со световой индикацией 691

Диплом-физ. У. Тарник
Удобное измерение усиления по мощности, даваемое транзисторами 694

Автоматический переключатель программ 695

Диплом-инж. Г. Хекман
Основы теории и расчета многозвенных фильтров и линий задержки 696

Самодельный транзисторный усилитель с бестрансформаторным оконечным каскадом 699

Клаус К. Штренг
Автоматическое электронное регулирование напряжения при помощи транзисторов 700

Гейнц Шнайдер и Петер Юнгфер
Двуступенный термоэлектрический каскад последовательного включения 702

Углы канавки стереофонической грампластинки 704

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 674

Günter John
Fade-In and -Out Control for Pictures 675

Klaus Wiechert
Improvement of Reception by the Antenna Diversity Method 678

Navigation Satellite Systems 680

D. Sager and R. Müller
The MOS Field Effect Transistor MOSFET (Part 2 and Conclusion) 681

Interesting Circuits of Portable Receivers 685

Semiconductor Technique News 686

M. Jansen and H. J. Quadt
Tube Informations 32 EF 184 687

Repair Practice 689

Hagen Jakubaschk
A Transistor Testing Instrument with Flash-Light Indication 691

Dipl.-Phys. U. Tarnick
Practical Measurement of the Power Gain of Transistors 694

An Automatic Program Fade-In and -Out Control 695

Dipl.-Ing. H. Heckmann
On the Theory and Calculation of Iterative Networks, Filters and Delay Networks 696

Instruction for Home Construction: Transistorized Amplifier with Iron-Free Output Stage 699

Klaus K. Streng
Automatic Electronic Voltage Control with Transistors 700

Heinz Schneider and Peter Jungfer
Two-Stage Thermoelectric Cascade in Series Connection 702

The Cutting Angle for Stereo Records 704

Titelbild:

Interessante Bildgestaltung aus einer Sendung des Deutschen Fernsehfunks durch diagonal rollenden Schnitt (Konzert des Leo Wreight-Quintetts). Nähere Einzelheiten über diese Technik finden Sie auf Seite 675.

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich möchte mir einen Gitarrenverstärker selbst bauen. Ich habe aber schon überall nach einer passenden NF-Verstärkerschaltung gesucht und keine geeignete gefunden, zumal ich gern unter anderen die Röhren EF 80, EF 86, ECC 82, ECC 85 und als Endröhre EL 83 mit verwenden möchte. Am liebsten wäre mir ein vierstufiger Verstärker mit einer Ausgangsleistung von 6 bis 8 Watt.
Vielleicht sind Sie im Besitz einiger geeigneter Schaltungen. Ich würde mich freuen, wenn Sie mir einige gegen Bezahlung durch Nachnahme zuschicken würden.

R. B., Leipzig

Leider ist es uns nicht möglich, Privatwünsche in bezug auf Bauanleitungen zu erfüllen. Uns fehlen sowohl die Zeit als auch der finanzielle Fond, der hierfür erforderlich wäre.

Wir veröffentlichen jedoch ständig Bauanleitungen in unserer Zeitschrift speziell für den Nachbau durch interessierte Leser. Diese Möglichkeit steht natürlich auch Ihnen offen. Allerdings werden Sie dabei keinesfalls alle von Ihnen aufgezählten Röhren verwenden können. Die EL 83 z. B. ist als NF-Endverstärkerröhre wenig geeignet. Mit einer Röhre dieses Typs in der Endstufe erzielen Sie niemals 6 bis 8 W.

Die von Ihnen gewünschte Röhrenbestückung ist also ein wenig sonderbar, und darum verzichten wir auch darauf, Ihnen einige Bauanleitungen aus unserer Zeitschrift zu nennen; keine enthält z. B. die EL 83 in der Endstufe. Überlegen Sie sich nochmals, welche Anforderungen Sie an den Verstärker stellen, und schauen Sie dann in den Jahresinhaltsverzeichnissen unserer Zeitschrift unter „Bauanleitungen" nach, ob sich nichts Passendes für Sie findet. Die verschiedenen Jahrgänge unserer Zeitschrift können Sie in jeder technisch-wissenschaftlichen Bücherei einsehen.

*

. . . Da ich mich hierfür sehr interessierte, baute ich mir für den Fernsehsender Usti (ČSSR, Kanal 12) eine 9-Elemente-Yagi-Antenne (vertikale Polarisation). In meinem Fernsehgerät „Cranach" vom VEB Rafena-Werke ist der OIRT-Kanal 12 nicht enthalten, und deshalb mußte ich die Einstellschraube des Kanalsegmentes des CCIR-Kanales 11 so lange verstellen, bis schließlich der Sender Usti zu empfangen war. Leider konnte ich trotz weiteren Verstellens der Einstellschraube nach wie vor nur das Bild des Senders empfangen. Vor kurzem baute ich mir einen Schleifendipol für den Sender Prag (Kanal 2, horizontale Polarisation), mit dem ich auch diesen Sender nur „sehen" kann.
Da der Empfang der ČSSR-Sender teilweise sehr gut ist und da ich diese Sender sehr gern mit dem Ton empfangen möchte, bitte ich Sie um Auskunft, wie dies technisch möglich wäre. Ich nehme an, daß das Fehlen des Tones auf den veränderten Abstand Bildsender-Tonsender bei der OIRT-Norm (6,5 MHz) zurückzuführen ist . . . Von einem Rundfunkmechaniker wurde mir mitgeteilt, daß für den Empfang des Begleittones ein Zusatzgerät erforderlich sei. Ich habe mich daraufhin mit verschiedenen einschlägigen Betrieben in Verbindung gesetzt, die mir jedoch keine entsprechende Auskunft geben konnten . . . Bitte, teilen Sie mir mit, ob ich unbedingt ein derartiges Ton-Zusatzgerät benötige. Wenn ja, dann bitte ich Sie um die Zusendung eines Schaltplanes. Ich würde mir dann dieses Gerät evtl. selbst bauen . . .

L. N., Döbeln

Ihre Vermutung, warum Sie nicht den Begleitton zum Bild bei OIRT-Fernsehsendern empfangen können, trifft zu. Da der DF-Verstärker unserer Fernsehgeräte auf 5,5 MHz abgestimmt ist, kann er die Differenzfrequenz von 6,5 MHz der OIRT-Fernsehsender nicht empfangen. Hierzu ist ein Umsetzer erforderlich. Alles Wissenswerte darüber erschien vor langer Zeit in unserer Zeitschrift, und zwar in dem Artikel „Fernsehempfang im Überschneidungsgebiet zweier Normen" in radio und fernsehen 5 (1956), H. 24, S. 744–746. Das Heft ist begreiflicherweise längst in unserem Verlag vergriffen und Sie können es nur ausleihen (bei Bekannten oder in einer technisch-wissenschaftlichen Bücherei) und die betreffenden Seiten gegebenenfalls fotokopieren lassen. Ob Sie sich den Bau bzw. Einbau des Umsetzers zutrauen, müssen Sie selbst entscheiden. Wir jedenfalls können aus Erfahrung nicht genügend warnen vor dem Eingriff in ein Industriegerät, besonders wenn Grundkenntnisse und Erfahrungen auf diesem Gebiet fehlen.

*

Wäre es möglich, zu dem Artikel „Heimbandgerät für Batteriebetrieb" im Heft 14, S. 442, einige Fotos des Gerätes (Außen- und Innenansicht) zu veröffentlichen? . . . Außerdem hätte ich gern gewußt, ob und wie (Schaltbild) es möglich ist, eine HF-Löschung (ohne Verwendung der Endtransistoren, d. h. also mit einem zusätzlichen Transistor) aufzubauen?

K. S., Neustadt

Wir nehmen dankend Ihre Anregung entgegen, die Bauanleitungen durch Fotografien eindeutiger zu gestalten. Für die des Batterietonbandgerätes ist es allerdings zu spät. Wir verfügen auch selbst über keine Aufnahmen des Mustergerätes, so daß wir Ihnen leider nicht helfen können.
Was nun Ergänzungen, Abänderungen usw. von Bauanleitungen betrifft, so stehen wir auf dem Standpunkt, daß dies in erster Linie Sache der Leser ist, die diese Ergänzungen und Änderungen wünschen. Wir können diese nicht für den betreffenden Leser ermitteln, und dem Autor kann man es auch nicht gut zumuten. In der eigenen Ausarbeitung eigener Sonderwünsche liegt unseres Erachtens der eigentliche Wert der Bauanleitungen, die ja nicht nur die Gerätewünsche des Lesers befriedigen, sondern vor allem sein theoretisches Wissen und seine praktischen Kenntnisse erweitern sollen.
Übrigens ist der Aufbau eines gut funktionierenden Batterietonbandgerätes ein sehr schwieriges Unterfangen. Wir möchten allen, die nicht wirklich sattelfest in Theorie und Praxis sind, dringend davon abraten.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Wechselspannungsstabilisierung mit Zenerdioden
- Die Elektronik für ein Kleinmassenspektrometer
- Bauanleitung für ein einfaches Transistorprüfgerät
- Berechnung der Diskriminatorschaltung beim Synchrodetektor
- PERT – Hilfe in Forschung und Entwicklung

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden am 6. Oktober in Betrieb genommen:

1. **in Erbenhausen** (Bezirk Suhl). Sendefrequenz: Kanal 9; Polarisation der Sendeantenne; vertikal.
2. **in Garsebach** (Bezirk Dresden). Sendefrequenz: Kanal 12; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Eine Breitband-Wanderfeldröhre für 5···12 GHz** und eine Spitzenleistung von 1 kW bei einem Tastverhältnis von 2% gibt es mit dem neuen Typ QKW 1366 bei Raytheon.

▼ **Das SECAM-Farbfernsehsystem** hat eine neue Vervollkommnung erfahren. Die Neuerungen, die ohne Einfluß auf den Aufbau und damit den Preis der Farbfernsehempfänger sein sollen, betreffen die Bildqualität und die Möglichkeiten der Fernübertragung farbiger Fernsehbilder. Das verbesserte Verfahren wird als „SECAM 3a" bezeichnet. Es soll in Zukunft für alle Versuchssendungen der französischen Rundfunk- und Fernsehgesellschaft verwendet werden. Die Weitverkehrserprobungen sollen zwischen Frankreich und der Sowjetunion über Fernmeldesatelliten erfolgen.

▼ **Ablehnend gegenüber transistorisierten Fernsehempfängern mit großem Bildschirm** sollen sich nach „Electronics" die amerikanischen Fernsehempfängerproduzenten verhalten.

▼ **Eine Ingenieurschule für Automatisierungstechnik,** die zum Zentrum der Ausbildung von mittleren Kadern für die Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik werden soll, ist in Leipzig gegründet worden. Sie ging aus der bisherigen Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik, der Ingenieurschule für Chemie „Friedrich Wöhler" und der Leipziger Außenstelle der Ingenieurschule für Feinwerktechnik hervor.

▼ **Ein Ultraschallecksucher** soll kleinste undichte Stellen in Druck- oder Unterdruckleitungen schnell und genau bestimmen können. Dieses von einer westdeutschen Firma angebotene Gerät nutzt die Tatsache, daß infolge der Molekularbewegung des durch die zu findende Öffnung ein- oder ausströmenden Gases ein Geräusch im Ultraschallbereich entsteht, das mit einem Mikrofon spezieller Richtcharakteristik aufgenommen werden kann.
Das Ortungsgerät „hört" nur Ultraschallfrequenzen im Bereich von 36 bis 44 kHz. Es soll dabei derart empfindlich sein, daß Lecks mit einem Durchmesser von einem zehntel Millimeter in Druckleitungen mit einer Atmosphäre innerem Überdruck aus einer Entfernung von 12 m sicher festgestellt werden können. Bei Druckleitungen für 2 at beträgt diese maximale Ortungsentfernung sogar 20 m.

Arbeitserschwernisse – Arbeitserleichterungen

ist das Thema einer Fachtagung, die die Zentrale Arbeitsgemeinschaft „Arbeitsschutz" beim Präsidium der KDT im Mai 1966 in Leipzig veranstalten wird.

Folgende Themen und Themengruppen sind für den Erfahrungsaustausch und die Information vorgesehen:

Beseitigung körperlich schwerer Arbeit durch Mechanisierung und Automatisierung

Mittel der Kleinmechanisierung

Technische Mittel zur Abwehr von erschwerenden Umwelteinflüssen

Erschwerende Umweltbedingungen

Erschwernisse durch muskuläre Arbeit

Erschwerniszuschläge in Sicht des Arbeitsschutzes

Inhalt der Begriffe „Arbeitserschwernisse" und „Arbeitserleichterungen"

Gesamtleitung: Prof. Dr.-Ing. E. Möhler, Vorsitzender der Zentralen Arbeitsgemeinschaft „Arbeitsschutz"

Einladungen zur Tagung können ab Januar 1966 beim Organisationsbüro angefordert werden.

Tagungsinteressenten, die einen Vortrag halten möchten, können ihren Vortrag bis zum 31. Dezember 1965 beim Organisationsbüro mit etwa zehn Zeilen Inhaltsangabe und Angabe der verwendeten Lichtbilder (Diapositive im Format 5 × 5 cm) anmelden.

Organisationsbüro der Tagung:
Kammer der Technik
Hauptausschuß
Ber. Planung und Koordinierung
108 Berlin
Clara-Zetkin-Str. 115/117
Tel.: 22 55 31/App. 96

Neues vom Fernsehen

Japan

Farbfernsehsendungen (nach dem NTSC-System) für das erste Programm können bereits 183 der 278 von der offiziellen japanischen Rundfunk- und Fernsehgesellschaft betriebenen Fernsehsender ausstrahlen.

ČSSR

In der ČSSR werden ab 1970 Farbfernsehsendungen in das zweite Programm aufgenommen. Anfänglich sind zwei Stunden Sendezeit wöchentlich vorgesehen.

Frankreich

Das französische Fernsehen will ab September 1967 mit täglichen Farbfernsehsendungen beginnen. Der zur gleichen Zeit stattfindende nächste Pariser Radio- und Fernsehsalon wird aus diesem Anlaß die ersten Farbfernsehempfänger zeigen. Sie waren in diesem Jahr nicht auf dem Salon zu sehen, weil Hersteller und Handel in der Zwischenzeit eine Beeinträchtigung des Absatzes von Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern befürchteten.

Ghana

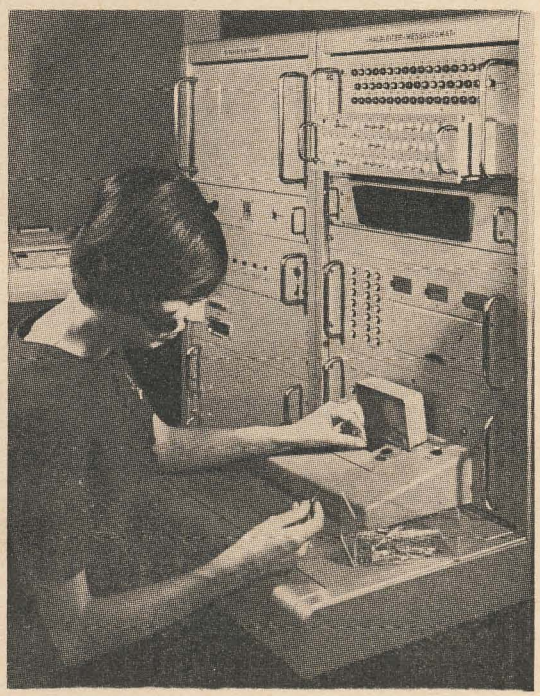
In Ghana begann der offizielle Fernsehbetrieb mit drei Fernsehsendern in Accra, Kumasi und Fekondi-Takoradi. Damit wird ein Gebiet mit Fernsehen versorgt, in dem etwa die Hälfte der Bevölkerung der Republik wohnt. Im nächsten Jahr soll mit Farbfernsehsendungen begonnen werden.

Kanada

Zwei mit Sonnenbatterien gespeiste Fernsehsender will die Canadian Broadcasting Corp. auf hohen Bergen aufstellen, die günstige Sonnenscheindauer aufweisen, deren Gipfel jedoch nur unter beträchtlichen Schwierigkeiten und hohen Kosten an das Stromnetz angeschlossen werden könnten.

Großbritannien

Ganz eindeutig für ein einheitliches 625-Zeilen-Fernsehen sprach sich die britische Industrie aus; die 405-Zeilen-Schwarz-Weiß-Sendungen sollen so bald wie möglich eingestellt und das Farbfernsehen nur mit 625 Zeilen begonnen werden.



Halbleitermeßautomat BMA von Rohde & Schwarz zur schnellen Messung oder Kontrolle der wichtigsten Parameter von Dioden und Transistoren (maximale Meßfolge 0,1 s/Parameter). Informationsausgabe entweder als Ja/Nein-Entscheidung oder als Meßwert in digitaler Form, weitere Verarbeitung und statistische Auswertung durch ein UC-System. Der Meßautomat kann mit Steckkarten oder Lochstreifen programmiert werden und läßt sich bausteinartig erweitern. Er ist besonders für Wareneingangskontrollen und Zuverlässigkeitsuntersuchungen geeignet.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. September 1965

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	256 347	139 971
Schwerin	181 933	101 851
Neubrandenburg	184 027	98 850
Potsdam	364 616	220 327
Frankfurt (Oder)	213 253	119 641
Cottbus	259 679	138 551
Magdeburg	431 469	271 694
Halle	645 484	368 553
Erfurt	390 008	232 737
Gera	244 941	131 947
Suhl	161 112	92 191
Dresden	675 565	300 085
Leipzig	541 116	267 458
Karl-Marx-Stadt	763 092	377 754
Berlin	410 429	229 778
	5 723 071 (— 30 727)	3 091 388 (+ 52 449)

Interessante Ergebnisse der Forschungen mit „Proton 1"

Der sowjetische Wissenschaftler Prof. Grigorow hat mitgeteilt, daß der am 16. Juli gestartete, mit einer Masse von 12,2 Tonnen bisher schwerste künstliche Erdsatellit außerordentlich interessante wissenschaftliche Ergebnisse über die Untersuchung von Elementarteilchen mit sehr hohen Energien zur Erde übermittelt hat.

Demnach wurden mit den Geräten von Proton 1 erstmals unmittelbar Teilchen mit Energien von 10^{14} eV „eingefangen".

Es wurde das energetische Spektrum der primären Teilchen der kosmischen Strahlung im Energiebereich von 10^{14} eV gemessen.

Erstmalig wurde auch außerhalb der Erdatmosphäre das Spektrum der Gammastrahlung im Energiebereich von 10^{8} bis 10^{9} eV erschlossen.
Nach Ansicht Prof. Grigorows wird die Auswertung aller von dieser Station übermittelten Informationen ermöglichen, mehrere Lücken in der Theorie der Elementarteilchen zu schließen. Proton 1 hat zum ersten Mal die Möglichkeit gegeben, Teilchen überhoher Energien zu untersuchen, die in ihrer ursprünglichen Form, in der sie aus den Tiefen des Weltenraumes zu uns gelangen, bisher noch nicht in den dafür geeigneten Registriergeräten erfaßt wurden. Proton 1 und die Trägerrakete boten erstmals die Möglichkeit, in dem Satelliten die zur Registrierung und Untersuchung der Teilchen notwendigen schweren Filterschichten unterzubringen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. NOVEMBERHEFT 22 1965

Bildüberblendeinrichtungen

Teil 1

GÜNTER JOHN

Zu einem wichtigen Teilgebiet der Anlagentechnik des Fernsehbetriebes gehören Bildüberblendeinrichtungen. In diesem Beitrag soll ein Überblick über diese Einrichtungen gegeben werden. Die Ausführungen werden durch Beschreibungen von Anlagen ergänzt, die bei der Studiotechnik Fernsehen der Deutschen Post zum Einsatz gelangen.

Die Überblendungen werden im Regieraum für Bild und Ton getrennt auf Grund eines Drehbuches, Sendefahrplanes oder bei Direktsendungen ohne Probezeit auf Anweisung des Regisseurs vorgenommen. Es sind jedoch nicht nur Schaltvorgänge im ablaufenden Programm von Bedeutung, sondern auch die Überblendart in künstlerischer Hinsicht. Aus diesem Grunde werden die einzelnen Bildquellen – es sind elektronische Kameras, Film-, Epi- und Dia-Abtastanlagen, elektronische Testbildgeber sowie in zunehmendem Maße magnetische Bildspeicheranlagen – mit bestimmten Schnitten überblendet, deren künstlerische und aktuelle Aussagekraft erheblich sein kann. Die dabei möglichen Überblendarten werden in die zwei Hauptgruppen Amplituden- und Trickü̈berblendungen, die sich voneinander grundsätzlich unterscheiden, aufgeteilt.

Amplitudenüberblendungen

Bei Amplitudenüberblendungen werden die Signalamplituden zweier zu überblendender Bildsignale in einer bestimmten Zeiteinheit geändert, so daß Auf-, Ab-, Über- oder Einblendungen entstehen. Die dabei auftretenden Schnitte sind auf drei Grundformen zurückgeführt.

I-Schnitt

Der I-Schnitt ist eine harte Überblendung. Der Bildsignalwechsel soll möglichst ohne für das Auge sichtbaren Übergang erfolgen (Bild 1).

X-Schnitt

Beim X-Schnitt – einer weichen Überblendung – erscheint mit dem Verschwinden des ersten Bildes gleichzeitig das zweite Bild. Während der Überblendung, deren Zeitdauer beliebig ist, entsteht keine Dunkelpause (Bild 2).

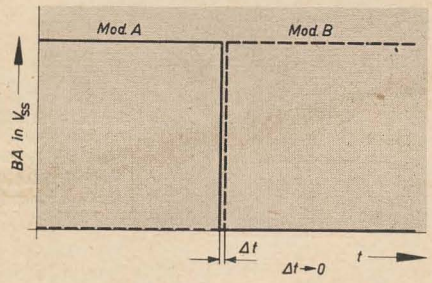


Bild 1: I-Schnitt

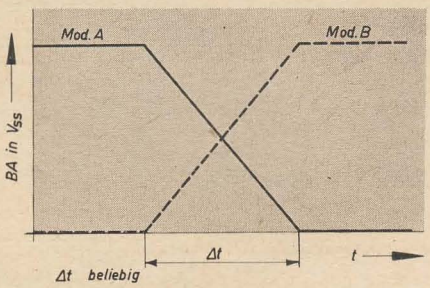


Bild 2: X-Schnitt

V-Schnitt

Bei der ebenfalls weichen Überblendung, dem V-Schnitt, erscheint das zweite Bild erst nach vollständigem Verschwinden des ersten Bildes. Dauer der Überblendung sowie auch der Dunkelpause sind beliebig (Bild 3).

Durch Kombination der drei Grundarten lassen sich auch andere Schnitte ausführen. Die Einblendung nach Bild 4 z. B. ist auf den X-Schnitt zurückzuführen. Für eine bestimmte Zeit erscheint das erste Bild simultan mit dem zweiten (Anwendung z. B. beim Abspann von Fernsehspielen). Die Bilder 5 und 6 zeigen zwei mögliche Kombinationen des I- und V-Schnittes.

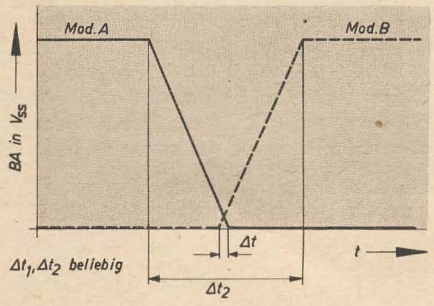


Bild 3: V-Schnitt

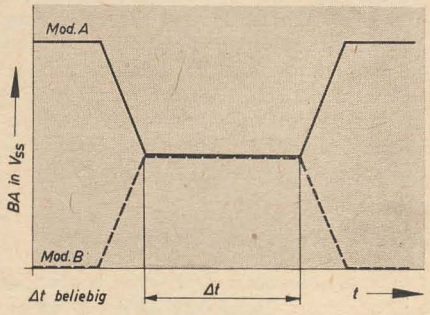


Bild 4: Einblendung (Simultanschnitt)

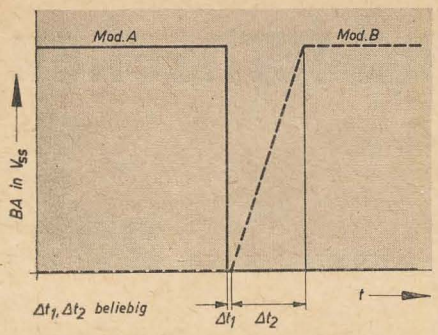


Bild 5: I-V-Schnitt

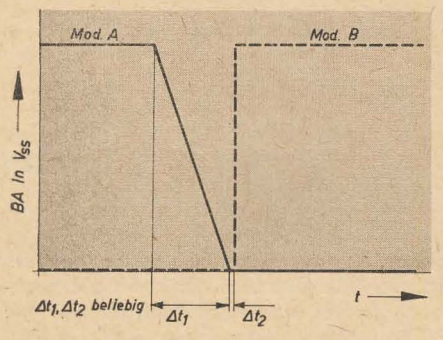


Bild 6: V-I-Schnitt

Überblendeinrichtungen für Amplitudenüberblendungen

Die Überblendeinrichtung wird in Überblendteil (Bedienplatte) und Mischteil aufgeteilt.

Überblendteil

Auf dem Überblendteil befinden sich die für die Schnittausführung notwendigen Bauteile sowie Einrichtungen für die Signalisation an die einzelnen Bildquellen. Es sind drei Grundtypen von Bauformen für Überblendteiie bekannt.

Überblendung mittels Schalter

Diese zweifellos einfachste Art der Ausführung ermöglicht nur harte Schnitte (I-Schnitte). Jeder Mischkanal benötigt einen Schalter (Bild 7).

Überblendung mittels Regler

Die Überblendung erfolgt durch Betätigen des zum Mischkanal gehörenden Reglers (Bild 8). Es lassen sich weiche Überblendungen ausführen. Bei X- und Simultanschnitten besteht jedoch die Gefahr einer Übersteuerung (die Mischung im Mischverstärker erfolgt additiv). Exakte I-Schnitte sind nicht möglich. Beide Typen haben zwar den Vorteil einer sehr einfachen Bedienung, weisen jedoch technische Unzulänglichkeiten auf (Übersteuerungsgefahr, geringe Schnittmöglichkeiten).

Das 2-Regler-System

Dieses System stellt eine Kombination der beiden ersten Typen dar (Bild 9). Es ermöglicht harte sowie weiche Überblendungen. Die zu mischenden Kanäle müssen auf zwei Bänken vorgewählt werden und können dann mit zwei gegensinnig angeordneten Reglern, die eine Übersteuerungsgefahr auf Grund ihrer Regelcharakteristik vermeiden, überblendet werden. Weiche Überblendungen werden also von einer zur anderen Bank durchgeführt, während harte Schnitte auf einer Bank ausgeführt werden können. Bedienung und Aufbau dieses Bedienteils sind zweifellos komplizierter. Es erfüllt jedoch sämtliche Forderungen, die an eine Anlage für Amplitudenüberblendungen zu stellen sind. Im Bild 10 ist ein Auszug der Schaltung eines bei der Studiotechnik Fernsehen verwendeten Bedienteils dargestellt.

Schaltung

Da zwischen dem Bedienteil und dem Mischverstärker normalerweise eine größere Entfernung vorhanden ist, ist es unzweckmäßig, etwa die Regelung der Bildsignale direkt vorzunehmen. Man benutzt eine Regelspannung, die als Gittervorspannung der Mischröhre im Mischverstärker zugeführt wird. Dadurch entfallen die schwierigen Probleme der Erreichung des Videofrequenzganges. Diese Spannung liegt zunächst an beiden Bildreglern (R_1, R_2) an, die eine Voreinstellung (R_3, R_4) zum Abgleich beider Kanäle besitzen. Die an den Bildreglern einstellbare Spannung wird jeder Bank getrennt zugeführt (T_1 bis T_8). Um zu verhindern, daß bei geöffneten Tasten beider Bänke sämtliche Bildsignale sichtbar werden, wird über einen 500-kΩ-Widerstand (R_5) und den dann geschlossenen Ruhetasten beider Bänke die volle Regelspannung den Mischröhren zugeführt, um diese zu sperren. Bei der Vorwahl des gewünschten Kanals auf der Bank 2 und noch geschlossenem Regler (Regelspannung am größten) wird diese Spannung über die entsprechende Taste, Ruhekontakt a, an die diesem Mischkanal zugehörige Regelröhre angelegt. Anschließend kann durch Betätigen des Bildreglers der Schnitt (Aufblende) ausgeführt werden. Auf dieser Bank sind dann weiter harte Schnitte durch Drücken der entsprechenden Taste (der Bildregler muß dabei geöffnet bleiben) möglich. Diese bisher erläuterten Funktionen sind ebenfalls auf der Bank 1

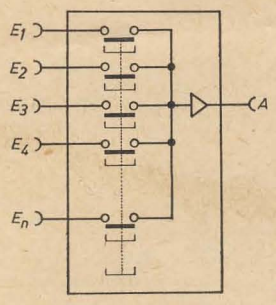


Bild 7: Überblendteil mittels Schalter

Bild 8: Überblendteil mittels Regler

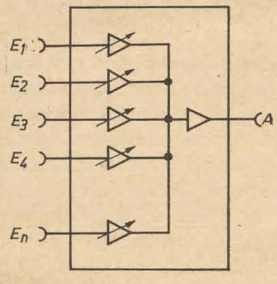


Bild 10: Schaltungsauszug des Bedienteils QF 91 der Studiotechnik Fernsehen für Amplitudenüberblendungen (Leerkontakt Bank 2, Schalter I, ist mit Schleifer R_2 verbunden)

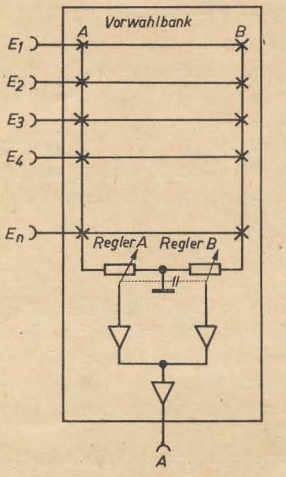
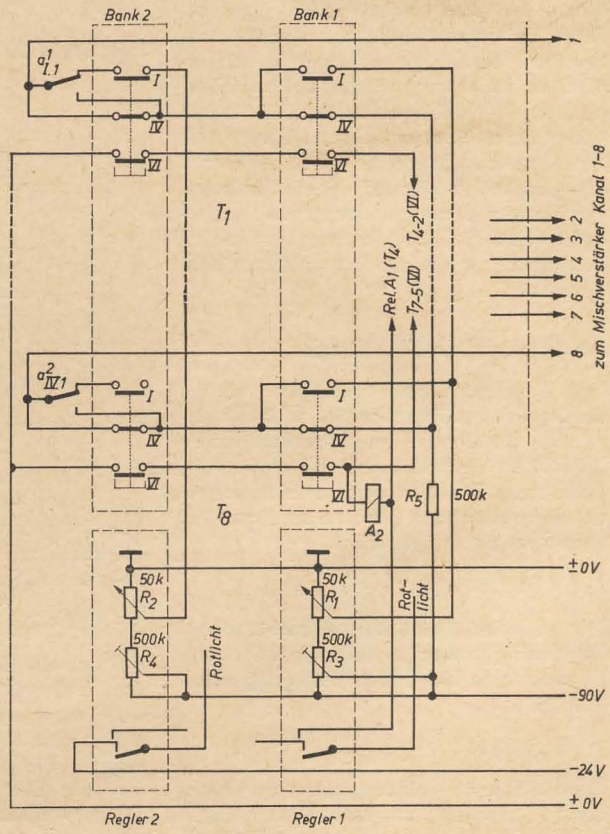


Bild 9: 2-Regler-System



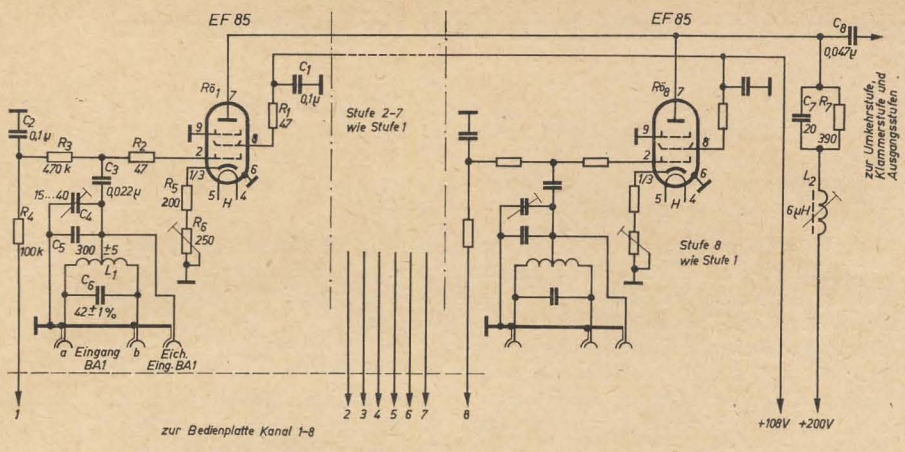


Bild 11: Mischstufe des Mischverstärkers QV 8 für Amplitudenüberblendungen (Studiotechnik Fernsehen)

mit dem Bildregler 1 möglich. Die eingestellte Regelspannung wird jedoch nicht direkt an die Regelröhre gelegt, sondern erst über eine Ruhetaste des gleichen Kanals der Bank 2. Damit sind jetzt alle in den Bildern 1 bis 6 dargestellten Schnitte möglich.

Bei dem Betrieb dieser Anlage kann es jedoch versehentlich vorkommen, daß der gleiche Kanal auf beiden Bänken vorgewählt wird. Das würde einen Bildausfall zur Folge haben. Aus Sendesicherheitsgründen muß deshalb dafür gesorgt werden, daß diese Störungen nicht möglich sind. Wird bei Betrieb auf der Bank 1 der gleiche Kanal auf Bank 2 vorgewählt, so wird Relais A anziehen und die von der Bank 2 kommende Regelspannung abschalten (Kontakte a). Beim Überblendvorgang wird das Bild zwar abgeblendet, erscheint aber nach Ende des Vorgangs wieder. Wichtig ist hauptsächlich die Sicherung gegen falsche Vorwahl, da ein Fehler in der Vorwahl hauptsächlich bei harten Schnitten auf einer Bank entsteht.

Mischteil

Im Mischteil erfolgt die eigentliche Überblendung. Auf der Bedienplatte wird lediglich die Steuerung des Mischverstärkers durchgeführt. Da es sich um Amplitudenüberblendungen handelt, findet das Prinzip der additiven Mischung Anwendung. Jedem Mischkanal ist eine Regelröhre zugeordnet. Sämtliche Regelröhren arbeiten auf einem gemeinsamen Anodenwiderstand. Bild 11 zeigt die Schaltung der Mischstufe einer Überblendeinrichtung der Studiotechnik Fernsehen der Deutschen Post.

Schaltung

Das Eingangssignal (BA) gelangt auf ein Eingangsfilter, welches es erlaubt, die Modulation in der Mitte eines Kabelzuges abzunehmen, ohne daß Reflexionen auftreten. Das Bildsignal muß auf Grund der örtlichen Trennung vom Bedienteil und Mischteil weitergeführt werden, da in der Regie (Standort des Bedienteiles) sämtliche Mischkanäle auf Vorschauempfänger sichtbar sein müssen. Das Filter muß im Übertragungsbereich eine kleine Dämpfung bei gleichem Wellenwiderstand des Kabels aufweisen. Es findet ein überbrücktes T-Glied Anwendung, dessen Grenzfrequenz $f_g = 20$ MHz, bei einem Wellenwiderstand von 75 Ω, beträgt. Der Abschluß des Kabels befindet sich am Ende der Leitung. Die Modulation für die Mischstufe wird in der Mitte des Filters abgenommen.

Die an dieser Stelle wirksame Kapazität ist die Summe der Röhreneingangskapazität, des Festkondensators und des Trimmers. Die auf Grund der Grenzfrequenz, des Wellenwiderstandes und des Kopplungsfaktors vorhandene große Kapazität (über 300 pF) wirkt sich vorteilhaft bei Röhrenwechsel aus, so daß kein Nachgleich erforderlich ist. Das BA-Signal gelangt an das Gitter der Regelröhre EF 85 (exponentielle Regelcharakteristik). Ihre Gittersperrspannung liegt bei etwa — 60 V, die Gitterbetriebsspannung bei etwa — 2,3 V. Da es jedoch günstiger ist, die Regelspannung von 0 V an zu regeln, erfolgt die Einstellung der Vorspannung automatisch. Die im Katodenkreis liegende Widerstandskombination ist gleichzeitig zum Einpegeln (1:1 Verstärkung aller acht Bildkanäle) zu benutzen; weiterhin ergibt sich eine Stromgegenkopplung und dadurch eine Linearisierung der Exponentialkennlinie. Die am Bildregler eingestellte Regelspannung zwischen 0 und 75 V wird über eine Siebkette dem Fußpunkt des Gitterableitwiderstandes zugeführt. Die durch die Koppel- und Siebkondensatoren entstehende Zeitkonstante von 50 ms ist so gewählt, daß sie vom Auge mit Sicherheit nicht mehr aufgelöst werden kann. Der durch die geringe Koppelzeitkonstante hervorgerufene Frequenz- und Phasenfehler bei tiefen Frequenzen wird durch eine Klemmschaltung (EAA 91) am Ende des Verstärkers wieder ausgeglichen.

Das Schirmgitter erhält eine konstante stabilisierte Spannung über einen Schutzwiderstand. Der HF-mäßigen Entkopplung dient der Kondensator. Alle acht Röhren arbeiten auf einem gemeinsamen Anodenwiderstand. Das additiv gemischte Bildsignal gelangt an eine Umkehrstufe, wird danach geklammert und dann den beiden Ausgangsstufen zugeführt. Die Ausgangsstufen (Stufe 1: Hauptausgang, Stufe 2: regelbarer Kontrollausgang) sind Anodenbasisstufen. Der Katodenwiderstand wird durch die Reihenschaltung des 75-Ω-Abschlusses im nachfolgenden Gerät, dem ein Schutzwiderstand parallel geschaltet ist, und einem Potentiometer zur Einstellung der Ausgangsspannung des Kontrollausganges gebildet.

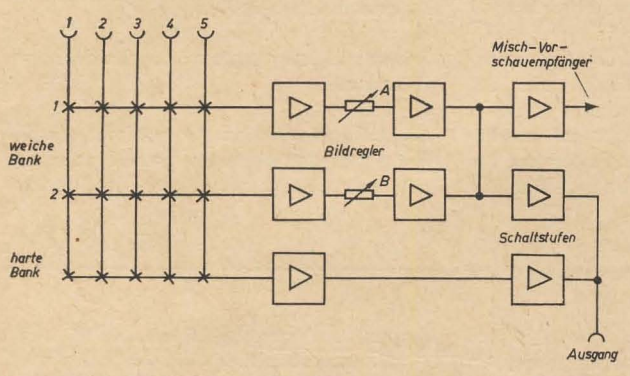


Bild 12: Mischschaltung für die direkte Regelung der Bildsignalamplitude

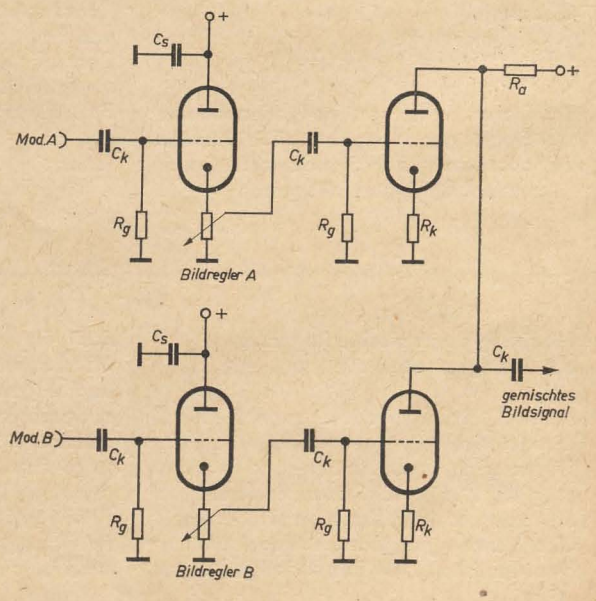


Bild 13: Prinzipschaltbild einer Überblendeinrichtung des mobilen Betriebes

Empfangsverbesserung durch das Antennen-Diversity-Verfahren

KLAUS WIECHERT

Einleitung

Bei Empfang von Funkfernschreibsendungen im Kurzwellenbereich mit Frequenzumtastung treten häufig trotz hinreichender mittlerer Feldstärke Schreibfehler auf, die sich nur auf einzelne Zeichen beschränken, aber doch die Information verfälschen können. Diese Erscheinung wird durch den sogenannten Selektivschwund hervorgerufen, der durch die Eigenschaft der jeweiligen Übertragungsstrecke entsteht. Die Bandbreiten des selektiven Schwundes können unter 300 Hz liegen und die auftretenden Pegelschwankungen mehr als 60···80 dB betragen.

Besonders bei Funkfernschreibverbindungen, im Gegensatz zu Telefonieübertragungen, ist die zu übertragende Information diskreten Frequenzen zugeordnet und deshalb durch den auftretenden Selektivschwund gefährdet. Aus diesem Grunde wird empfängerseitig zu Maßnahmen gegriffen, um die Sicherheit der Übertragungsstrecke zu erhöhen. Eine sich in der Praxis bewährte Methode ist der Diversity-Empfang.

Diversity-Empfangsverfahren

Durch die sich zeitlich ändernde elektrische Eigenschaft einer Übertragungsstrecke werden die Frequenzen speziell im Kurzwellenbereich unterschiedlich bewertet, die Polarisationsebene in zeitlicher Abhängigkeit gedreht. Unter Diversity-Empfang wird ganz allgemein der Empfang der gleichen Information auf verschiedenen Übertragungswegen verstanden. Die Realisierung dieser verschiedenen Wege erfolgt entweder durch Aufstellen räumlich getrennter Antennen (Raum-Diversity), Benutzung von Antennen mit Polarisationseffekt (Polarisations-Diversity) oder Übertragung der Nachricht auf mehreren Frequenzen (Frequenz-Diversity).

Empfänger-Diversity-Verfahren

Bei diesem Verfahren wird jeder Antenne ein Empfänger zugeordnet. Die Auswahl des auszuwertenden Signals trifft das sogenannte Empfängerablösegerät.

Diese Methode kann sowohl für Raum-, Polarisations- als auch für Frequenz-Diversity verwendet werden.

Das Empfänger-Diversity-Verfahren bedingt einen hohen Aufwand an Empfangsgeräten, die unwirtschaftlich ausgenutzt werden. Eine Beschränkung des Empfangs auf bestimmte Modulationsarten liegt nicht vor.

Der Vorteil des Frequenz-Diversity, die Verwendung von nur einer Antenne bei Gebrauch eines Antennentrenngliedes, wird überwogen durch den Nachteil, daß mehrere Frequenzen für die gleiche Information bereitgestellt werden müssen.

Antennen-Diversity-Verfahren

Hier werden die vorhandenen Antennen direkt dem sogenannten Antennenablösegerät zugeführt. Für den Aufbau einer derartigen Empfangsanlage wird also nur ein Empfänger benötigt.

Das Kriterium für die Umschaltung gibt ein der Empfangsgröße proportionaler Wert, der mit einem festen Schwellwert verglichen wird. Bei dessen Unterschreitung erfolgt die Umschaltung.

Der Nachteil dieses Verfahrens gegenüber dem Empfänger-Diversity-Verfahren liegt darin, daß die empfangene Sendung nur bis zu einem bestimmten Grade amplitudenmoduliert sein darf, da sonst unbeabsichtigte Umschaltungen erfolgen. Außerdem kann dieses Verfahren nicht bei Frequenzumtastsendungen verwendet werden, bei denen der Einschwingvorgang der Empfängerfilter beim Umschalten so lang wie das kürzeste zu übertragende Zeichen wird. Die Umschaltzeit des Ablösegerätes selbst spielt gegen die Einschwingzeit der Filter keine Rolle.

Das hauptsächlichste Anwendungsgebiet dieses Verfahrens liegt daher beim Funkfernschreiben mit den Betriebsarten F 1 und F 6.

Der große Vorteil dieser Empfangsmethode liegt in seiner Wirtschaftlichkeit. Eine Dreifach-Diversity-Anlage benötigt nur das Ablösegerät selbst als zusätzlichen Aufwand neben den Antennen. Bei richtiger Auslegung der Anlage läßt sich die gleiche Verbesserung der Empfangsgüte wie bei einer Empfänger-Diversity-Anlage mit gleicher Anzahl von Antennen erzielen.

Antennen-Diversity-Gerät AD 02

Die Wirtschaftlichkeit und der geringe technische Aufwand entscheidet für das Antennen-Diversity-Verfahren.

Das Antennen-Diversity-Gerät AD 02 des VEB Funkwerk Köpenick ist ein Zusatzgerät für kommerzielle Nachrichtenempfänger, vorzugsweise für den Betriebsempfänger Typ 1340.21 und den Grenz-Kurzwellenempfänger EKN bzw. EN.

Das Gerät AD 02 erfordert keinerlei Bedienung und funktioniert vollautomatisch. Das Gerät wurde volltransistorisiert und in Bausteintechnik aufgebaut. Es erfüllt alle Vorschriften des DAMW/PTS, die für Erzeugnisse seiner Klasse gelten. Die im Abschnitt „Antennen-Diversity-Verfahren" erwähnten Nachteile des Antennen-Diversity-Verfahrens wurden dadurch umgangen, daß eine Antennenauswahl per Hand zusätzlich vorgesehen ist.

Das Gerät ist geeignet für mobilen und Schiffsbetrieb. Die Zusammenschaltung des AD 02 mit Antennen und dem Empfänger erfolgt nach Bild 1.

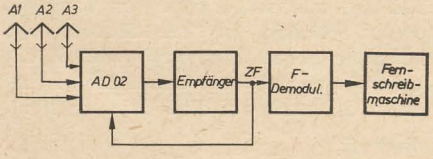


Bild 1: Antennen-Diversity-Anlage

Aufbau des Gerätes und Einsatzhinweise

Das Gerät setzt sich aus folgenden Bausteinen zusammen:

Netzteil

Schaltteil (Baugruppe mit zwei steckbaren Leiterplatten)

HF-Teil

Diese Bausteine sind mit maximal vier Befestigungsschrauben im Gestell angeordnet, das die Frontplatte trägt. Auf der

---

Mischung durch direkte Regelung der Bildsignalamplitude

Bei der bisher beschriebenen Bildüberblendeinrichtung war eine räumliche Trennung zwischen Bedien- und Mischteil möglich. Aus diesem Grunde wurden dabei auch die Bildsignalamplituden beim Überblendvorgang durch Regelspannungen beeinflußt. In der mobilen Technik des Fernsehbetriebes werden jedoch Übertragungswagen eingesetzt, die als Reportagewagen (zwei bis drei Kameras) entsprechend klein aufgebaut werden müssen. Dort gelangt eine Mischeinrichtung zum Einsatz, bei der die Bildsignalamplituden direkt geregelt werden (Bild 12). Diese Anlagen bringen den Vorteil eines geringen Platzbedarfes, sind jedoch durch die direkte Regelung (Tasten, Regler usw.) störanfälliger. Bild 13 zeigt eine Prinzipschaltung, wie sie bei diesen Mischeinrichtungen verwendet wird. Die weichen Schnitte werden auf den Bänken 1 und 2 vorgewählt und können durch die gegensinnig angeordneten Bildregler geregelt werden. Bank 3 wird für harte Schnitte benutzt, wobei gleichzeitig die Vorschau eines weichen Schnittes zwischen Bank 1 und 2 möglich ist.

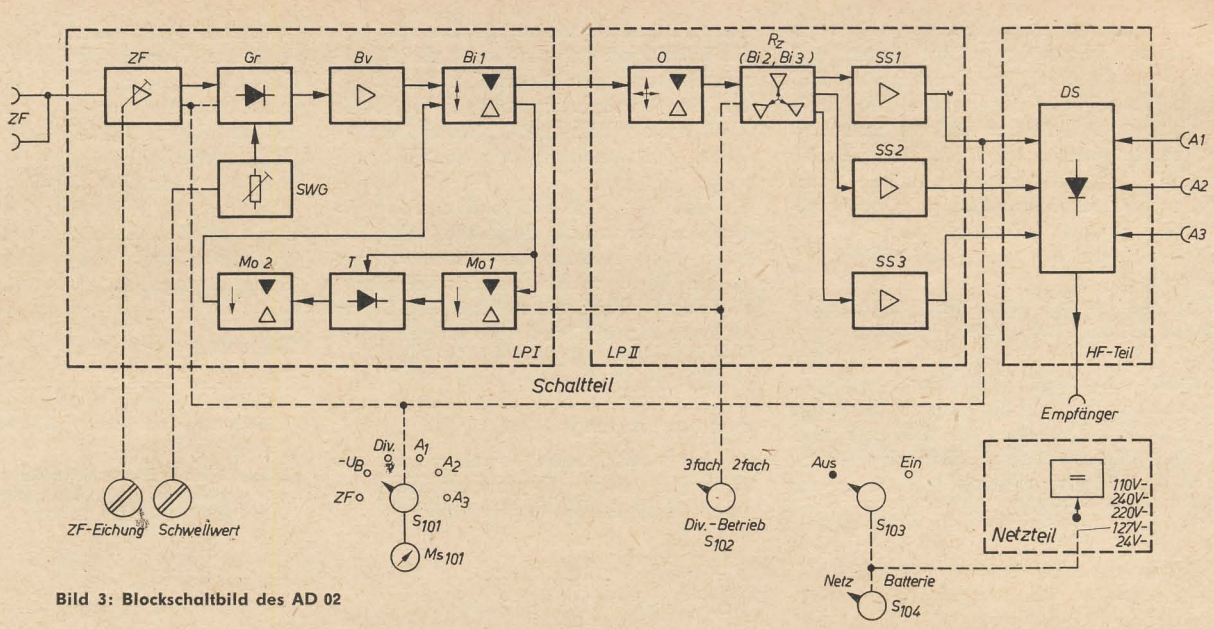


Bild 3: Blockschaltbild des AD 02

Frontplatte befinden sich sämtliche Bedienelemente. Ein- und Ausgänge liegen auf der Rückwand.

Die elektrische Verbindung zwischen Gehäuse und Gestell erfolgt über eine Messerleiste. Die Verdrosselung ist im Gehäuse untergebracht.

Das Antennenablösegerät AD 02 dient der elektronischen Auswahl zwischen zwei bis drei verschiedenen Antennen.

Es ist also möglich, Raum-Diversity-Empfang zu betreiben. Im Kurzwellenbereich führen Antennenabstände von etwa 100 m zu auswertbaren Diversity-Effekten.

Sehr vorteilhaft ist diese Empfangsvariante für stationäre Empfangspunkte zu verwenden.

Weiterhin kann mit dem AD 02 Polarisations-Diversity-Empfang betrieben werden. Dazu muß eine Spezialantenne vorhanden sein, die sowohl die horizontalen wie auch die vertikalen Komponenten eines elektrischen Feldes aufnehmen kann.

Mit einem vorliegenden Versuchsmuster einer Polarisations-Diversity-Antenne mit Rundempfangscharakteristik wurden annähernd die gleichen Ergebnisse wie mit drei räumlich versetzt aufgestellten Antennen erzielt.

Besonders geeignet für diesen Zweck erscheinen die HF-Empfangsantennen für den Frequenzbereich 1,5···30 MHz der Typenreihe HA 230 der Firma Rohde & Schwarz.

Bei Verwendung von polarisierten Antennen können die verschiedenen Antennen räumlich an einen Punkt konzentriert werden. Damit ist es möglich, vollwertige Diversity-Anlagen auf Schiffen und Fahrzeugen zu montieren.

Bei beiden Empfangsarten kann durch Diversity-Betrieb die Schreibfehlerzahl je nach der selektivschwundbehafteten F-Übertragungsstrecke gegenüber Einzelempfang auf den vierten bis 15. Teil gesenkt werden.

Die maximal drei an das AD 02 anzuschließenden Antennen können auch statisch durch den Betriebsartenschalter ausgewählt werden. Diese Möglichkeit erweist sich als günstig bei Suchbetrieb und bei Auswahl von Antennen mit verschiedener Richtcharakteristik.

Bild 2 zeigt das Gerät im Gehäuse.

Technische Daten

Frequenzbereich:	1,5···30 MHz
Eingänge:	3 Antenneneingänge 75 Ω unsymmetrisch, 2 ZF-Eingänge 100 kHz 250 mV an 1 kΩ
Ausgang:	1 Antennenausgang 75 Ω unsymmetrisch zum Empfänger
Durchlaßdämpfung des HF-Teils:	< 3 dB
Sperrdämpfung der abgeschalteten Antenne:	> 60 dB
zulässige Antennenspannung für Differenztondämpfung > 60 dB:	50 mV
Schaltschwelle:	regelbar zwischen 3 und 30% des mittl. ZF-Pegels
Umschaltzeit:	etwa 50 µs
Betriebsarten:	F 1, F 6, F + A 3
Geltungsbereich:	— 10···+ 40 °C
Netzspannung:	Wechselspannung 110, 127, 220 und 240 V; Gleichspannung 24 V
Leistungsaufnahme:	< 10 W

Das Gerät ist für Dauerbetrieb dimensioniert und sofort nach dem Einschalten funktionsfähig.

Ein Kontrollinstrument zeigt Antennenstellung, Eichung und Betriebsspannung an. Bei Betrieb in Sende-Empfangsstationen kann ein zusätzlicher Eingangsschutz geliefert werden.

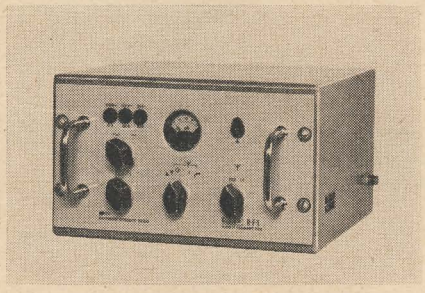


Bild 2: Antennen-Diversity-Gerät AD 02

Transistorbestückung: 1 × GF 105,
16 × GC 100/101,
3 × GC 122

Funktionsbeschreibung

Die Wirkungsweise des AD 02 soll am Blockschaltbild (Bild 3) erklärt werden.

Die Baugruppe HF-Teil besitzt drei Antenneneingänge, von denen jeweils einer über ein kompensiertes Diodennetzwerk zum Empfängereingang mit Hilfe des Schaltteils durchgeschaltet wird.

Das Kriterium für die Umschaltung auf einen anderen Antenneneingang gibt die vom verwendeten Empfänger gelieferte ZF-Spannung. Diese wird über die ZF-Buchse dem Diversity-Gerät zugeführt, im regelbaren ZF-Verstärker verstärkt, gleichgerichtet und mit einer wählbaren Schwellenspannung durch den Schwellwertgeber SWG verglichen. Der Schwellwert wird in Prozenten des mittleren ZF-Ausgangspegels angegeben.

Die Differenzspannung der gleichgerichteten ZF-Spannung und der Schwellenspannung wird dem Begrenzerverstärker Bv zugeführt. Dieser kippt die bistabile Kippstufe Bi 1 in ihre sogenannte Arbeitslage, wenn die ZF-Spannung die Schwellspannung unterschreitet, d. h., wenn eine zu geringe Antennenspannung geliefert wird.

In der Arbeitslage von Bi 1 gibt der Oszillator O Impulse im Rhythmus der Such- und Wartezeiten ab.

Diese Impulse steuern den Ringzähler Rz, bestehend aus den bistabilen Kippstufen Bi 2 und Bi 3, an. Eine Widerstandsmatrix faßt die Ausgänge des Ringzählers dermaßen zusammen, daß je nach Stellung des Schalters S_{102} über die Schaltstufen SS 1···SS 3 zwei oder drei Antennenkanäle gesteuert werden können. Die Schaltstufen SS liefern den Schaltstrom für den Diodenschalter im HF-Teil.

Bei genügend hoher ZF-Spannung kippt Bi 1 in ihre Ruhelage und setzt den Oszillator O außer Betrieb. Die gefundene Antennenstellung bleibt erhalten.

Die Abtastung der Antennen bei ungenügender Feldstärke erfolgt derart, daß nach einem erfolgten Umlauf eine längere Pause, die sogenannte Wartezeit, eingelegt wird, die der mittleren Schwundzeitdauer entsprechen soll. Der ohnehin schon schlechte Empfang würde sonst durch die Umschaltstörungen noch zusätzlich gestört werden.
Dieser Impulsrhythmus wird folgendermaßen erzeugt:
Von der in die Arbeitslage kippenden Stufe Bi 1 wird ein positiver Impuls abgeleitet, der dem monostabilen Multivibrator Mo 1 zugeleitet wird. Dieser verzögert den Impuls je nach Stellung des Schalters S_{102} um die Zeitdauer von drei bzw. zwei Antennenabtastungen. Danach steuert der Ausgangsimpuls von Mo 1 über das Tor T die monostabile Schaltung Mo 2 an, die sofort zwangsweise die Stufe Bi 1 in die Ruhelage setzt und somit die Antennenumschaltungen unterbricht. Nach Ablauf der Verzögerungszeit von der Stufe Mo 2, die der Wartezeit entspricht, erfolgt wieder die Steuerung von der ZF-Spannung.
Für den Fall, daß während des Impulsdurchlaufs durch die Stufe Mo 1 eine Antenne mit ausreichender Spannung gefunden wird, verhindert das Zweifach-Und-Tor T eine Weiterleitung des Impulses an die Stufe Mo 2, um eine Blockierung der Stufe Bi 1 für die ZF-Steuerung zu vermeiden.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde ein Überblick über Empfangsverbesserung durch Diversity-Empfang gegeben. Spezielle Aufmerksamkeit wurde dem Antennen-Diversity-Verfahren geschenkt. Es wurde gezeigt, daß dieses Verfahren wirtschaftliche Empfangsanlagen für die Schreibfehlerzahlverminderung bei F-Sendungen ermöglicht.
Das Antennen-Diversity-Gerät AD 02 des VEB Funkwerk Köpenick, das zum Aufbau einer solchen Anlage dient, wurde beschrieben und die hauptsächlichsten Daten angegeben.

Literatur

[1] Heidester, Vogt: Untersuchung zum Diversity-Empfang nach dem Antennenauswahlsystem. Nachrichtentechnische Zeitschrift 11 (1958), H. 6, S. 315

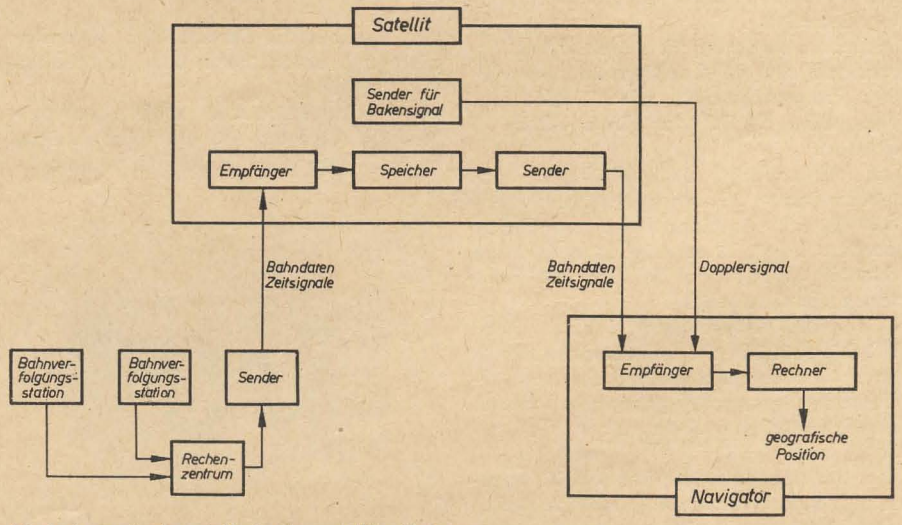
[2] Kronjäger, Lenhart, Vogt: Raum-Diversity-Empfangsanlagen. Nachrichtentechnische Zeitschrift 9 (1956), H. 9, S. 424

Navigationssatellitensysteme

Eine Grundforderung an Navigationsverfahren für den irdischen Luft- und Seeverkehr ist die Unabhängigkeit von Ort und Wetter. Es gibt bis heute noch kein Verfahren, das diese Forderung im gewünschten Maße gleichzeitig erfüllt. Am günstigsten erweist sich in dieser Hinsicht die Funkastronavigation mit Hilfe von Radiosextanten. Die Ortsbestimmung beruht hierbei auf einer passiven Funkpeilung auf Grund der von verschiedenen Himmelskörpern ausgesandten Rauschsignale im Radiofrequenzbereich. Als Peilobjekte kommen in erster Linie die Sonne als stärkste Radioquelle und der Mond in Frage. Radiosextanten arbeiten auf 1,9 cm Wellenlänge, Versuche mit $\lambda = 8{,}7$ mm wurden ebenfalls unternommen. Als Antennen dienen Parabolspiegel von 1,2 m und 0,6 m Durchmesser. Die Auswertung der Meßdaten erfolgt in einem Rechengerät, dem auch die anderen notwendigen Daten zugeführt werden und das den Standort sowie die Nordrichtung ermittelt. Dem Vorteil der Wetterunabhängigkeit steht bei diesem Verfahren allerdings als Nachteil die Tatsache gegenüber, daß Sonne und Mond nicht an jedem Ort zu jeder Zeit über dem Horizont stehen.
Die Schaffung eines vollkommen wetter- und ortsunabhängigen Navigationsverfahrens wäre unter Anwendung künstlicher Erdsatelliten möglich, wofür bis heute folgende Prinzipien vorgeschlagen worden sind:

1. Anpeilen von mit Mikrowellensendern ausgerüsteten Satelliten mit Hilfe von Radiosextanten,
2. Umkehrung des Verfahrens der Satellitenortung auf der Grundlage des Dopplereffektes,
3. Ausführung von Laufzeitmessungen mit Hilfe eines im Satelliten enthaltenen Antwortsenders.

Das unter 1. genannte Verfahren erfordert Satelliten in stabilen Umlaufbahnen in 10 000 bis 20 000 km Höhe. Baut man in diese Satelliten Sender mit einer Betriebswellenlänge von 1,9 cm ein, ergäbe sich im Zusammenwirken mit den natürlichen Radioquellen ein universelles Navigationsverfahren unter Anwendung von Radiosextanten.
Das unter 2. genannte Verfahren liegt dem amerikanischen Transitsystem zugrunde. Seine Wirkungsweise geht aus dem Blockdiagramm in unserem Bild hervor. Die Navigation erfolgt hierbei in Umkehrung der Methode der Bahnbestimmung von Satelliten auf der Grundlage des Dopplereffektes. Während man jedoch bei der Bahnbestimmung aus der Dopplerkurve nur die Steigung der Wendepunktstangente und den Zeitpunkt größter Annäherung zwischen Satellit und Beobachter entnimmt, wertet man bei der Navigation zur Erzielung einer höheren Genauigkeit die gesamte Kurve aus. Das Prinzip ist folgendes: Bei Durchgang eines Satelliten durch den Sichtbereich des Navigators (z. B. eines Schiffes) nimmt dieser die Dopplerkurve der Satellitensendefrequenz auf. Diese Kurve wird verglichen mit einer für einen genau bekannten nahegelegenen Ort theoretisch ermittelten Kurve, und die günstigste Anpassung beider Kurven erlaubt die Ermittlung der gesuchten Koordinaten λ und φ. Die Auswertung ist in der geforderten kurzen Zeit nur mit elektronischen Rechengeräten durchführbar.
Da der Navigator die genaue Satellitenposition kennen muß, die Bahnen der Satelliten aber dauernden Änderungen unterworfen sind, gehört zu dem System ein Netz von Bodenstationen, das die Satellitenbahnen laufend kontrolliert. Die jeweils gültigen Bahndaten werden dann zum Satelliten gesendet, von diesem gespeichert und periodisch abgestrahlt. So stehen sie jedem Navigator jederzeit zur Verfügung. Auf gleiche Weise werden Zeitsignale übermittelt.
Infolge des hohen Aufwandes, vor allem beim Navigator, ist dieses System für



Blockschema des Transit-Navigationssatelliten-Systems

zivile Zwecke ungeeignet, hingegen befindet es sich für militärische Aufgaben in den USA im Einsatz.

Günstigere Aussichten auf Realisierung hat ein neuerdings von der General Electric Co. vorgeschlagenes Verfahren, das auf Laufzeitmessungen beruht. Es benötigt sechs Bodenstationen (als Standorte wurden vorgeschlagen: Neuseeland, Madagaskar, Japan, England, Kalifornien, Argentinien) und 24 Satelliten, die mit vier Sechsfachstarts auf Bahnen mit einer Neigung größer als 50° gebracht werden sollen. Die Bahnebenen der vier Satellitengruppen sollen um 90° gegeneinander versetzt sein.

Zur Navigation müssen sich jeweils zwei Satelliten bekannter Position im Sichtbereich des Navigators und einer Bodenstation befinden. Die Bodenstation strahlt codierte Meßimpulse mit 1 ms Zeitunterschied zu beiden Satelliten aus. Diese strahlen mittels Antwortsender zum Navigator, der die Signale aufnimmt und über die Satelliten wieder zur Bodenstation zurückfunkt. Aus der Laufzeit und dem zeitlichen Unterschied der zurückkommenden Signale ermittelt die Bodenstation die Entfernungen des Navigators zu beiden Satelliten. Aus diesen Entfernungen und den bekannten Satellitenpositionen ergibt sich die Position des Navigators, indem um die Satelliten mit der bekannten Entfernung ein Kegel gelegt wird. Die Schnittkreise beider Kegel mit der Erdoberfläche ergeben zwei Schnittpunkte, deren einer die gesuchte Position ist. Die gesamte Rechnung erfolgt in der Bodenstation, so daß der Navigator die Positionen der Schnittpunkte mitgeteilt bekommt, aus denen er lediglich die für ihn gültige auszusuchen hat. Es ist zu erwarten, daß dieses System in nächster Zeit experimentell erprobt wird.

H. D. Naumann

Literatur

[1] Rath, H. L.: Die elektrischen Einrichtungen von Navigationssatelliten und der zugehörigen Bodenstationen. Elektronische Rundschau 15 (1961), H. 10, S. 461–466

[2] Naumann, H. D.: Kommerzielle Anwendungsmöglichkeiten künstlicher Erdsatelliten. Die Technik 19 (1964), H. 9, S. 585–588

[3] Neumann, K. H.: Über die Verwendung von künstlichen Erdsatelliten zu Navigationszwecken. Astronomie und Raumfahrt (1964), H. 5/6, S. 148–156

[4] Naumann, H. D.: Die Funksignale künstlicher Erdsatelliten. Internationale Elektronische Rundschau 19 (1965), H. 8, S. 435–437

Der MOS-Feldeffekttransistor – MOSFET

Teil 2 und Schluß

D. SAGER und R. MÜLLER

Im ersten Teil dieses Beitrages wurden das physikalische Verhalten, der Aufbau und die Wirkungsweise des neuen Bauelementes behandelt. Im zweiten Teil sollen Schaltungsentwürfe in den drei Grundschaltungsarten sowohl für das NF- als auch für das HF-Gebiet betrachtet werden. Ausgangspunkt bildet dazu das Ersatzschaltbild des MOSFET in Quellenschaltung.

Ersatzschaltung des MOSFET

Der MOSFET ist ein Bauelement, das vom konventionellen Transistor alle Vorteile des Halbleiters und auch von der Elektronenröhre eine Reihe recht guter Eigenschaften in sich vereinigt: geringes Volumen, niedrige Betriebsspannung, geringer Leistungsbedarf, keine Mikrofonie, sehr großer Eingangswiderstand, ausgezeichnete Linearität und ein Verstärkungsverhalten, das vielfach mit dem einer Röhrentriode vergleichbar ist. Es erscheint daher angebracht, zunächst das Ersatzschaltbild des MOSFET (Bild 8) näher zu betrachten. Die im Bild 8 gezeigte Schaltung besteht aus passiven und aktiven Elementen. Dabei verkörpern R_{TQ} und R_{TS} die Widerstände vom Tor zur Quelle und vom Tor zur Senke. Die Reihenschaltung aus C_K und R_K ist eine Zusammenfassung des zwischen dem Kanalteil unter dem Tor und der Torelektrode gebildeten Netzwerkes, wobei das Dielektrikum aus SiO_2 besteht. Die Kanalkapazität C_K, die die Summe der über die wirksame Kanalfläche verteilten Kapazitäten darstellt, lädt sich über den Kanalwiderstand R_K auf. Der Kanalwiderstand wird aus einer Vielzahl in Reihe und parallel geschalteter Widerstände zwischen Quelle bzw. Senke und den einzelnen Punkten des Kanals hervorgerufen, zwischen denen die ebenfalls verteilten Kanal-Tor-Kapazitäten wirksam sind. Sobald über diesem R_K eine Spannung abfällt, wird das Transistorelement aufgeheizt. Weiterhin bestimmt die aus C_K und R_K gebildete Zeitkonstante das Frequenzverhalten des Bauelementes maßgeblich. Als aktives Element darf für den MOSFET ein Stromgenerator $S \cdot U_K$ verwendet werden. Dabei bedeuten S die Steilheit und U_K die über dem Kanal wirksame Spannung. Diese Annahme ist zulässig, weil oberhalb der Kniespannung der Senkenstrom fast unabhängig von der Spannung U_{SQ} ist. Das im Bild 9 gezeigte Kennlinienfeld des MOS-Transistors 3N98 hat deshalb Ähnlichkeit mit dem einer Pentode. Charakteristisch für das Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal-Depletion-Typs sind das allmähliche Ansteigen der Kennlinien infolge des nicht steuerbaren Reihenwiderstandes R_S und die in der Mitte des Kennlinienfeldes liegende Kurve für $U_{TQ} = 0$. Damit ergeben sich sehr vielseitige Anwendungsmöglichkeiten für diesen Typ. Aus der Veränderung der Abstände zwischen den einzelnen Kennlinien kann man die quadratische Abhängigkeit des Senkenstromes I_S von der Eingangsspannung U_{TQ} ablesen. Parallel zum Stromgenerator $S \cdot U_K$ (Bild 8) liegt der dynamische Ausgangswiderstand R_S des Transistors. Aus dem im Bild 9 gezeigten Kennlinienfeld läßt sich durch Anlegen einer Tangente in verschiedenen Arbeitspunkten ein Ausgangswiderstand bestimmen, der je nach angelegter Eingangsspannung U_{TQ} zwischen einigen hundert Ohm und einigen tausend Megohm schwanken kann. Dabei

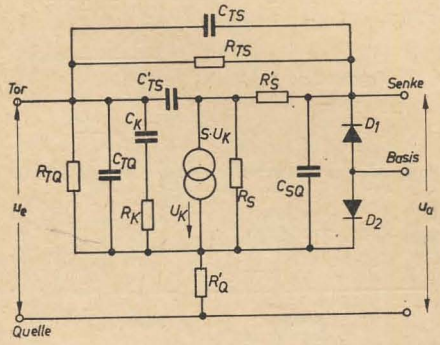


Bild 8: Ersatzschaltbild des MOS-Transistors in Quellenschaltung

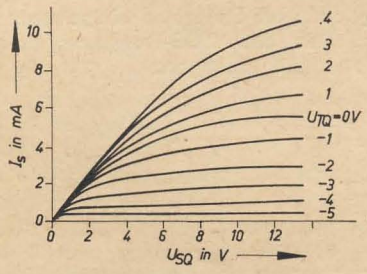


Bild 9: Ausgangskennlinienfeld eines Depletion-Transistors

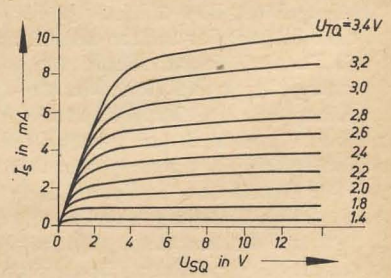


Bild 10: Ausgangskennlinienfeld eines Enhancement-Transistors

liegt der Normalwert niedriger als bei üblichen Flächentransistoren, weil bei diesem Typ der Ausgangswiderstand R_S zugunsten einer größeren Kanalleitfähigkeit verringert wird. Bild 10 zeigt zum Vergleich das Ausgangskennlinienfeld des Enhancement-Transistors. Obwohl für eine Schaltungsdimensionierung dieselben Gleichungen wie für den Depletion-Typ verwendet werden, sind doch grundsätzliche Unterschiede erkennbar: Die Kniespannung wird bei einer niedrigeren Senkenspannung erreicht, weil der Kapazitätsbelag der Torelektrode bis zum Senkengebiet reicht und somit der zusätzliche Reihenwiderstand R_S sehr klein ist. Die Kennlinien besitzen eine geringere Steigung oberhalb der Kniespannung. Dadurch sind die Schwankungen des Ausgangswiderstandes bei Änderung der Torspannung wesentlich kleiner. Der Transistor läßt sich nur in einer Richtung aufsteuern. Die beiden im Bild 8 gegeneinandergeschalteten Dioden D_1 und D_2 liegen parallel zum Kanal und verkörpern jede ein stark dotiertes Gebiet zwischen der Unterlage und dem Senken- (D_1) bzw. Quellengebiet (D_2). Vielfach wird die Verbindungsstelle beider Dioden als vierter Anschluß herausgeführt. In manchen Schaltungen wird dieser Basisanschluß mit an die Quelle gelegt. Dadurch wird D_1 in Sperrichtung gepolt, D_2 jedoch nur teilweise kurzgeschlossen, da D_2 im Innern über verteilte Widerstände mit der Quelle verbunden ist. Im NF-Gebiet sind diese vernachlässigbar. Bei höheren Frequenzen beeinflussen jedoch außer den Dioden noch zusätzliche RC-Kombinationen den Ausgangsscheinleitwert. Hierzu gehören die noch nicht beschriebenen Elemente R_S', R_Q' sowie die Kapazitäten C_{TS}, C_{SQ} und C_{TQ} der Ersatzschaltung. Die Widerstände R_S' und R_Q' stellen dabei vom Tor nicht beeinflußbare Teile des Quellen-Senken-Kanals dar. Der Hauptanteil von R_S' rührt beim Transistor 3 N 98 von einer absichtlichen Verschiebung der Torelektrode (offset) her. Man erreicht damit eine sehr wirksame Verminderung der Rückkopplungskapazität C_{TS} sowie eine hohe Quellen-Senken-Durchbruchspannung. Der Widerstand R_Q' besteht aus dem Basiswiderstand oder einem Kontaktwiderstand am Quellenanschluß. Durch R_Q' und R_S' wird das Transistorelement im Betriebsfall aufgeheizt. Die Kapazitäten C_{TS}, C_{SQ} und C_{TQ} sind physikalisch bedingt und stellen die Kapazitäten zwischen den drei Elektrodenanschlüssen dar. Die Kapazitäten C_{TS} und C_{TQ} entstehen durch Überlappungen der Torelektrode über das Senken- und Quellengebiet (Bild 2, Teil 1). Für den inneren Teil der Tor-Senken-Kapazität gilt C_{TS}'. Sie wird kleiner, sobald die Kanalspannung U_K in die Nähe der Anfangsspannung kommt. Diese Eigenschaft ist erwünscht und wird durch entsprechende technologische Verfahren besonders gezüchtet. Durch den in Sperrichtung betriebenen pn-Übergang zwischen Senkengebiet und Basismaterial (D_1) wird die Kapazität C_{SQ} gebildet. Sie besitzt die einem diffundierten pn-Übergang entsprechende Spannungsabhängigkeit. Vom Senkenstrom ist diese Kapazität unabhängig, verringert sich aber mit steigender Sperrspannung.

Aus dem Ersatzschaltbild ist nicht ablesbar, daß die Si-Unterlage eines MOSFET nicht völlig passiv ist. Sie bildet nämlich mit dem Kanal eine zusätzliche Sperrschicht, die als zweite Steuerelektrode benutzt werden kann. Sie wird ebenfalls mit dem vierten Anschluß verbunden. Für den Transistor 3 N 98 liegt die Steilheit für diese Steuerelektrode bei 1 mS. Mit einer negativen Spannung zwischen den Anschlüssen B und Q verringert sich der Senkenstrom. Bei Benutzung der Basis zur Steuerung ergeben sich zwei zusätzliche Möglichkeiten: Beeinflussung des temperaturabhängigen Sättigungsstromes und des geringen Ausgangswiderstandes R_S, der bei einer positiven Spannung U_{TQ} auftritt. In der Tabelle 1 sind für den MOS-Transistor 3 N 98 die Werte der einzelnen Elemente zusammengestellt.

Tabelle 1: Charakteristische Werte zur Ersatzschaltung Bild 8 für den MOSFET 3 N 98

R_{TQ}	≙ Eingangswiderstand	$10^{15}\ \Omega$
C_{TQ}	≙ Eingangskapazität	5 pF
C_K	≙ Kanalkapazität	4 pF
R_K	≙ Kanalwiderstand	100 Ω
C_{TS}'	≙ dyn. Längskapazität (spannungsabhängig)	0,05···0,5 pF
C_{TS}	≙ Rückwirkungskapazität	0,1 pF
R_{TS}	≙ Rückwirkungswiderstand	$2 \times 10^6\ \Omega$
$S \cdot U_K$	≙ Stromgenerator	5 mA
R_Q'	≙ Quellen- (Basis-) Widerstand	< 1 Ω
R_S	≙ wirksamer Ausgangswiderstand (spannungsabhängig)	10 kΩ
R_S'	≙ unmodulierbarer Senkenwiderstand (geometriebedingt)	300 Ω
C_{SQ}	≙ Ausgangskapazität	2 pF

Verstärkerschaltungen

Aus der Vielzahl der erprobten Schaltungen werden hier, ausgehend von den drei Grundschaltungen, einige typische Beispiele beschrieben. In Analogie zum Transistor unterscheidet man zwischen der Quellen-(Emitter-), der Tor-(Basis-) und der Senken-(Kollektor-)Schaltung.

Die am häufigsten benutzte Quellenschaltung (Bild 11) besitzt einen hohen Eingangswiderstand, einen mittleren bis hohen Ausgangswiderstand und eine hohe Spannungsverstärkung. Das Eingangssignal wird zwischen Tor und Quelle eingespeist und zwischen Senke und Quelle abgenommen. Bei der Dimensionierung einer NF-Stufe sind einige neue Eigenschaften des MOS-Transistors besonders zu berücksichtigen:

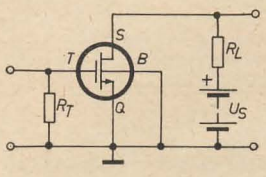


Bild 11: Prinzip der Quellenschaltung

1. Die Steilheit verändert sich mit der Quadratwurzel des Senkenstromes.
2. Die Ausgangsimpedanz steigt um so höher, je geringer der Senkenstrom wird.
3. Die Spannungsverstärkung ist bei minimalem Senkenstrom am höchsten.
4. Brauchbare Verstärkungswerte ergeben sich bereits bei einem Senkenstrom von einigen μA.

Im Bild 12 ist ein einstufiger NF-Verstärker dargestellt, der einen Batteriestrom von nur einigen μA benötigt. Besonders auffällig sind die außerordentlich hochohmigen Widerstände im Quellen-Senkenzweig und im Teiler für die Torspannung. Dadurch liegen die Kapazitätswerte für die Koppelkondensatoren nur noch in der Größenordnung von 10 nF. Der Kondensator C_2 zur Überbrückung des Quellenwiderstandes besitzt für eine untere Grenzfrequenz um 10 Hz nur 0,1 μF. Beachtet man noch die sehr kleinen Leistungen bzw. Spannungen, mit denen die einzelnen Bauelemente belastet werden, erkennt man, welche Volumenminderung für eine Verstärkerstufe mit einem Feldeffekttransistor gegenüber herkömmlichen möglich ist. Der Ausgangswiderstand des im Bild 12 dargestellten Transistors liegt bei 50 kΩ, die Steilheit bei 1,7 mA/V und der Senkenstrom bei 1 μA. Die Spannungsverstärkung dieser Stufe läßt sich wie folgt berechnen:

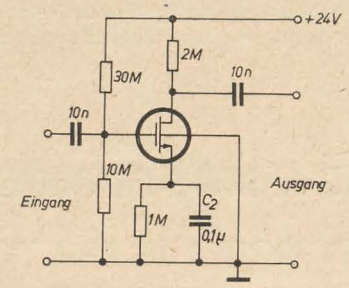


Bild 12: Einstufiger NF-Verstärker

$$V_u = \frac{R_L \cdot R_a \cdot S\left(\frac{I_{S\,max}}{I_S}\right)^{\frac{1}{2}}}{\frac{R_a \cdot I_{S\,max}}{I_S} + R_L} = 213 \triangleq 46\,dB \quad (5)$$

$$(R_a = R_S' + R_S + R_Q' \approx R_S)$$

R_L ≙ Lastwiderstand, R_a ≙ Ausgangswiderstand im Arbeitspunkt, S ≙ Vorwärtssteilheit, $I_{S\,max}$ ≙ max. Senkenstrom lt. Datenblatt, I_S ≙ tatsächlicher Senkenstrom.

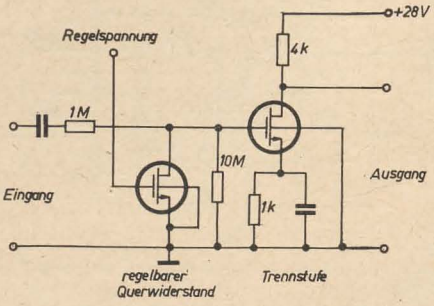


Bild 13: Gleichspannungsgesteuertes Dämpfungsglied

Die Eingangsspannung für einen Klirrfaktor von 1% beträgt etwa 120 mV_{eff}. Das entspricht einer maximal möglichen Ausgangsspannung von 6 V. Das Bauelement kann deshalb weitgehend als linear gelten, wobei große Signale ausgeschlossen sind.

Die starke Abhängigkeit des Ausgangswiderstandes von der Torspannung nützt man in der zweistufigen Anordnung nach Bild 13 aus. Im Querzweig eines L-Gliedes liegt ein MOS-Transistor, der hier nur einen spannungsgeregelten Widerstand darstellt. Eine Veränderung der Steuerspannung U_{TQ} zwischen — 6 V und — 3 V bewirkt eine Änderung des Ausgangswiderstandes um mehr als 60 dB. Die maximale Dämpfung dieses L-Gliedes liegt im Normalfall bei 60 bis 70 dB und die Einfügedämpfung zwischen 1 bis 2 dB. Als Trennstufe folgt diesem Dämpfungsglied ein als Verstärker betriebener MOS-Transistor. Besonders hervorzuheben sind bei derartigen spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedern der große Aussteuerbereich und die kleine Speiseleistung mit der die Schaltung einwandfrei arbeitet.

Mit modernen MOSFET-Bauelementen sind aber nicht nur im NF-Gebiet brauchbare Verstärkungswerte zu erzielen, sondern auch im HF-Gebiet. Bild 14 zeigt einen Verstärker für Frequenzen um 100 MHz. Mit dieser neutralisierten Stufe

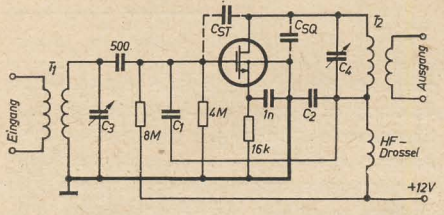


Bild 14: Neutralisierter HF-Verstärker für Frequenzen um 100 MHz

(C_1, C_2) ist bei Verwendung von Kreisen mit großer Leerlaufgüte eine Leistungsverstärkung von 20 dB möglich. Für den in Quellenschaltung betriebenen Transistor ergibt sich bei ohmscher Last eine kapazitive Eingangsimpedanz von

$$Z_E = \frac{1}{j\omega\,[C_{TS} + (1 - V_u')\,C_{TQ}]} \qquad (6)$$

Bei niedrigen Frequenzen wird demnach der Eingangswiderstand sehr groß. Die Spannungsverstärkung V_u' für hohe Frequenzen läßt sich berechnen zu

$$V_u' = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{Z_L\left(S + \dfrac{1}{R_a} + j\omega\,C_{TQ}\right)}} \qquad (7)$$

S ≙ Steilheit im Arbeitspunkt, Z_L ≙ Lastimpedanz.

Der für das UKW-Gebiet ausgelegte Verstärker gibt theoretisch und praktisch bei Neutralisation die höchste Leistungsverstärkung ab. Neutralisation ist erreicht, sobald Gl. (8) erfüllt ist.

$$\frac{C_{SQ}}{C_{ST}} = \frac{C_2}{C_1} \qquad (8)$$

Dann berechnet sich die Leistungsverstärkung, gleiche Resonanzwiderstände R_K im Ein- und Ausgang vorausgesetzt, zu

$$V_p = \frac{|S|^2}{4\left(\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_K}\right)\left(\dfrac{1}{R_E} + \dfrac{1}{R_K}\right)} \qquad (9)$$

Den Eingangswiderstand R_E des Transistors ermittelt man für diesen Anwendungsfall aus

$$R_E = R_o' + \frac{1}{(\omega\,C_{TQ})^2 \cdot R_o'} \qquad (10)$$

(R_O' für Transistor DPT 200 etwa 200 Ω, $C_{TQ} \approx 0{,}8$ pF)

Rauschmessungen an dieser Stufe ergeben bei 100 MHz einen Rauschfaktor von 3···4 dB. Es werden aber auch schon Rauschzahlen um 2 dB angegeben. Hinsichtlich des Kreuzmodulationsverhaltens

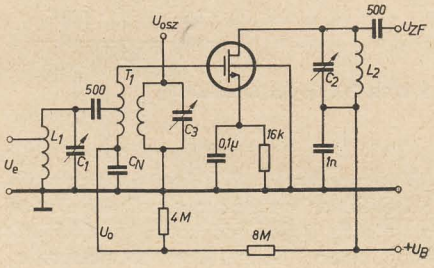


Bild 15: Mischstufe

zeigt sich sogar eine starke Überlegenheit des neuen Bauelementes. Die Meßergebnisse liegen günstiger als bei modernen Nuvistoren.

Im Bild 15 ist eine Mischstufe dargestellt. In ihrer Arbeitsweise zeigt diese Schaltung einige wesentliche Besonderheiten. Zwischen Torelektrode und Masse liegen folgende Spannungen: Vorspannung U_o, Eingangsspannung U_e und Oszillatorspannung U_{osz}. Damit kommt ein Senkenstrom

$$I_S = \frac{1}{2}\beta'[U_o - U_{TQA} + \hat{U}_e \sin\omega_e t + \hat{U}_{osz} \sin\omega_{osz} t]^2 \qquad (11)$$

mit

$$\beta' = C_K \cdot b_n \frac{1}{a^2} \approx 2 \cdot 10^{-3}$$

zustande.

U_{TQA} ≙ Anfangsspannung, C_K ≙ Kanalkapazität = $C' \cdot a \cdot b$, a ≙ Kanallänge unter dem Tor.

Berechnet man aus Gl. (11) den Senkenstrom, ergeben sich außer dem gewünschten ZF-Signal eine Gleichspannungskomponente, die ersten und zweiten Harmonischen beider Frequenzen sowie die Summenfrequenz. Im Vergleich mit einer herkömmlichen Transistormischstufe fehlen Intermodulationsprodukte der Form $(1 + n)\,\omega_1 - n\omega_2$ oder $(1 + n)\,\omega_2 - n\omega_1$ vollständig, solange sich die Steilheit linear mit der Torspannung ändert.

Die Mischsteilheit ergibt sich für kleine Eingangsspannungen U_e zu

$$S_C = \frac{d\,I_{ZF}}{d\,U_e} = \frac{\beta'}{2} U_{osz} = \sqrt{\frac{I_{S\,max}}{I_{S\,fest}} \cdot \frac{S_{test}}{4}} \qquad (12)$$

Wie Gl. (12) zeigt, ändert sich die Mischsteilheit S_C direkt proportional mit der Oszillatorspannung U_{osz}. Diese Erscheinung läßt sich für eine automatische Verstärkungsregelung ausnützen; denn durch Verringern von U_{osz} ist auch bei sehr großen Eingangsamplituden die Mischverstärkung theoretisch bis auf Null regelbar. Damit ergeben sich neben anderen günstigen Eigenschaften ein gutes Regelverhalten und sehr geringe Verzerrungen der Ausgangsspannung.

Die Senkenschaltung oder der Quellenfolger, wie diese Grundschaltung häufig bezeichnet wird, soll im folgenden betrachtet werden (Bild 16). In der herkömmlichen Transistortechnik entspricht diesem Schaltungstyp die Kollektorschaltung. Das Eingangssignal wird zwischen Tor und Senke eingespeist und das Ausgangssignal zwischen Quelle und Senke ausgekoppelt. Um eine möglichst geringe Eingangskapazität zu erhalten, wird der Basisanschluß mit der Quelle verbunden.

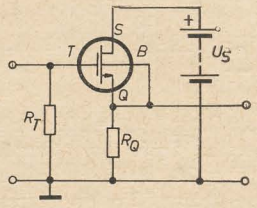


Bild 16: Prinzip der Senkenschaltung

Dabei verringert sich allerdings die Steilheit um 30%. Ein- und Ausgangssignal sind gleichphasig, und die Spannungsverstärkung ist stets < 1. Wie bei der Anodenbasisstufe oder der Kollektorbasisstufe ist mit dem Quellenfolger ebenfalls eine Impedanztransformation von hohen auf niedrige Werte möglich. Da die Gegenkopplung durch den Quellenwiderstand stark linearisierend wirkt, kann diese Schaltung sowohl bei großen als auch bei kleinen Eingangssignalen benutzt werden. Die Spannungsverstärkung ergibt sich zu

$$V_u = \frac{R_Q}{\dfrac{\mu + 1}{\mu} \cdot R_Q + \dfrac{1}{S}} \qquad (13)$$

R_Q ≙ Quellenwiderstand, μ ≙ Verstärkungsfaktor.

Da bei einem MOSFET im allgemeinen die Spannungsverstärkung $\mu \gg 1$ ist, vereinfacht sich Gl. (13) zu

$$V_u = \frac{S \cdot R_Q}{1 + S \cdot R_Q}$$

Eine größere Spannungsverstärkung wirkt sich günstig auf die Eingangsimpedanz aus. Verbindet man den Widerstand R_T mit Masse, wird der Eingangswiderstand R_E der Stufe gleich R_T. Legt man aber R_T an die Quelle, so ist der Eingangswiderstand durch Gl. (14) gegeben.

$$R_E' = \frac{R_T}{1 - V_u'} \qquad (14)$$

Die zum Eingangswiderstand parallel liegende Eingangskapazität verringert sich dagegen bei der Senkenschaltung. Sie ist von der Anschaltung des Widerstandes R_T unabhängig und errechnet sich zu

$$C_E = C_{TS} + (1 - V_u')\,C_{TQ} \qquad (15)$$

Den Ausgangswiderstand R_A eines Quellenfolgers entnimmt man Gl. (16).

$$R_A = \frac{R_S \cdot R_Q}{(S \cdot R_S + 1)\, R_Q + R_S} \qquad (16)$$

Mit den typischen Werten $S = 2\,mS$, $R_S = 7{,}5\,k\Omega$ und $R_Q = 500\,\Omega$ wird $R_A \approx 240\,\Omega$. Die zugehörige Ausgangskapazität C_A errechnet sich aus

$$C_A' = C_{SQ} + C_{TQ}\left(\frac{1 - V_u'}{V_u'}\right) \qquad (17)$$

Die im Bild 17 gezeigte Impedanzwandlerschaltung besitzt eine Spannungsverstärkung $V_u = 10$. Dabei arbeitet die erste Stufe in Quellenschaltung mit $V_u \approx 20$. Basis und Quelle liegen wechselstrommäßig an Masse, die Signalauskopplung erfolgt an der Senke. Der Eingangswiderstand wird durch den Torwiderstand bestimmt und beträgt deshalb 2 MΩ. Die Ankopplung der zweiten Stufe kann kapazitiv oder galvanisch erfolgen, wobei im zweiten Fall eine zusätzliche Spannungsquelle bei X mit dem Minuspol am Tor zur richtigen Arbeitspunkteinstellung vorgesehen werden muß. Der Ausgangswiderstand liegt in dieser Schaltung bei 300 Ω. Mit den gegebenen Werten errechnet sich für beide Stufen eine Leistungsverstärkung von etwa 50 dB.

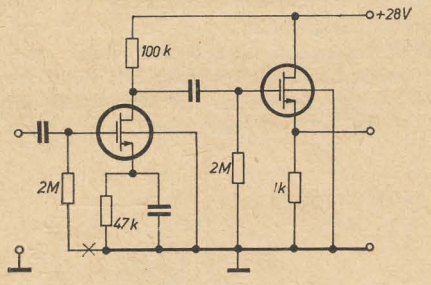


Bild 17: Zweistufiger NF-Verstärker mit Impedanzwandler

Beim dritten Grundschaltungstyp ist das Tor wechselstrommäßig mit der Masse verbunden. Die nach dieser Eigenheit benannte Torschaltung wird benutzt, um von einem niedrigen Eingangswiderstand auf einen hohen Ausgangswiderstand zu transformieren. Das Signal liegt dabei eingangsseitig zwischen Quelle und Tor und wird zwischen Senke und Tor ausgekoppelt (Bild 18). Der Eingangswiderstand hat näherungsweise den gleichen Wert wie der Ausgangswiderstand des Quellenfolgers. Die Torschaltung wird bevorzugt bei hohen Frequenzen angewendet, weil sich bei ihr im allgemeinen eine Neutralisation erübrigt. Mit Gl. (18) ist die Spannungsverstärkung für die Torschaltung gegeben.

$$V_u = \frac{(S \cdot R_a + 1)\, R_L}{(S \cdot R_a + 1)\, R_G + R_a + R_L} \qquad (18)$$

Im Bild 19 ist die Anwendung der Torschaltung in einem Kaskodenverstärker gezeigt. Die Leistungsverstärkung ist nur geringfügig größer als bei einer Stufe in neutralisierter Quellenschaltung. Dafür ist aber die Einstellung des Arbeitspunktes beim oberen Transistor T_1 wesentlich unkritischer als bei einer gleichartigen

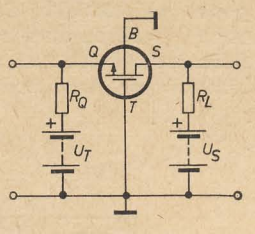


Bild 18: Prinzip der Torschaltung

Röhrenanordnung. Die Basiselektrode des MOSFET in Torschaltung muß für die HF an Masse liegen, da sonst durch Rückkopplungen über das Basismaterial Schwingungen oder Instabilitäten auftreten können. Ist die Basis negativ gegen die Quelle, dann werden Leitkanal und Basismaterial durch die sich zwischen ihnen bildende Sperrschicht entkoppelt. Sind Eingangskapazität von T_1 und Ausgangskapazität von T_2 gleich, ergibt sich die Koppelinduktivität L_K aus

$$L_K = \frac{2\,G_e}{\omega\,[G_e^2 + (\omega\, C_{SQ})^2]} \qquad (19)$$

$G_e \triangleq$ Realteil des Eingangsleitwertes der Torstufe.

Die angeführten Beispiele und die Dimensionierungshinweise zeigen, wie ernsthaft man sich mit der Entwicklung und der Anwendung dieses neuen Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors beschäftigt hat.

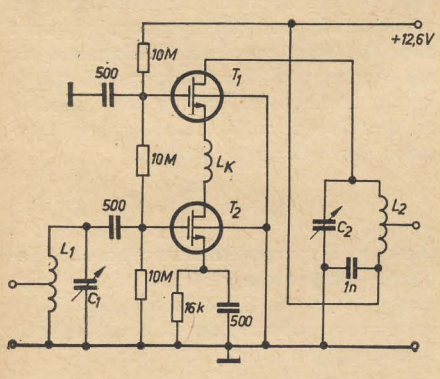


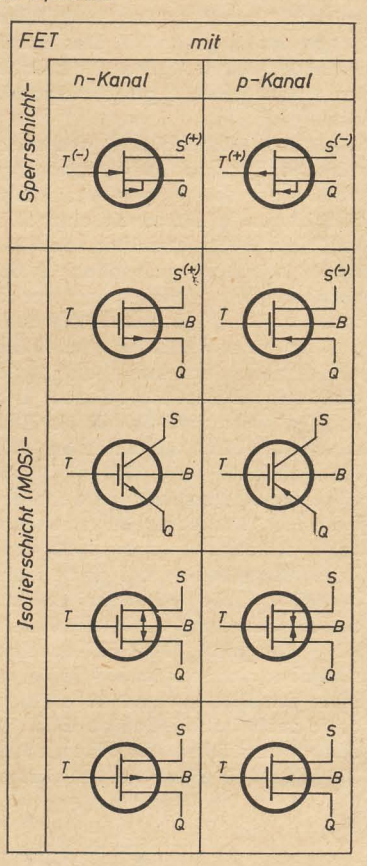
Bild 19: Kaskodenschaltung mit MOS-Transistoren

Symbole und Elektrodenbezeichnungen

An dieser Stelle soll nochmals darauf hingewiesen werden, daß der metallene Belag der Steuerelektrode (Tor) chemisch nichts mit der darunter liegenden, isolierenden Schicht aus SiO_2 zu tun hat. Die beiden Worte Metall und Oxid dürfen also in keinem Fall zusammengezogen werden zu Metalloxid, weil dieser Begriff unter den hier gegebenen Voraussetzungen stets irreführend sein muß. Durch die isolierte Torelektrode wird der für den MOSFET charakteristische Eingangswiderstand von 10^{12} bis $10^{15}\,\Omega$ erreicht. Eine andere Ausführung des FET verwendet an dieser Stelle keinen Isolator, sondern eine gegensinnig dotierte Halbleiterschicht. Über einem n-Kanal wird dabei eine p-Schicht angeordnet, und man erhält wie beim herkömmlichen Transistor zur Steuerung einen pn-Übergang. Diese Sperrschicht wird aber nicht wie bisher in Durchlaß-, sondern in Sperrichtung betrieben. Damit verhält sich diese Zwischenschicht ebenfalls wie ein Isolator. Überschreitet man bei Aussteuerung den Sperrbereich, treten die gleichen Erscheinungen wie bei einem in positiver Richtung angesteuerten Röhrengitter auf. Die Fertigung beider FET-Arten kann entweder von n- oder p-leitendem Grundmaterial ausgehen. Damit ergeben sich zwei Sperrschicht- und zwei MOS-Typen. Insgesamt sind also vier neue, verschiedene Bauelemente entstanden, für die in der angelsächsischen Literatur jeder Hersteller seine eigenen Schaltsymbole entwickelt hat. Tabelle 2 zeigt die wesentlichsten Symbole. Vergleichsweise wurde dabei der Sperrschichttransistor mit aufgenommen. Die Pfeilrichtung am Quellenanschluß gibt die Art der Dotierung und damit die Art des Stromflusses (Elektronen- oder Löcherstrom) an. Da man bei diesen unipolaren Transistoren die Stromrichtung zwischen Q und S umpolen kann, ohne die Funktion wesentlich zu verändern, handelt es sich hierbei nicht mehr um Transistoren im herkömmlichen Sinne, sondern nur um eine gesteuerte Widerstandsbahn aus dotiertem Halbleitermaterial.

Mit diesem Beitrag soll eine Übersicht über die Wirkungsweise und Anwendung der neuen MOS-Bauelemente gegeben werden. In vielen Schaltungen läßt sich mit weit besserem Erfolg der isolierte Feldeffekttransistor statt des pnp- oder npn-Transistors einsetzen. Er zeigt ein besonders günstiges Rauschverhalten bei Kleinsignalverstärkern, einen extrem hohen Eingangswiderstand und ist bereits bis ins UKW-Gebiet einsetzbar. Auf

Tabelle 2: Für Feldeffekttransistoren verwendete Symbole



Interessante Schaltungen bei Koffergeräten

Der neue Siemens-Koffersuper TURF RK 74 weist einige interessante Schaltungseinzelheiten auf. Im folgenden werden die Schaltungsausschnitte der erwähnenswerten Stufen dargestellt und die Funktion kurz erläutert.

Keramikfilter im ZF-Verstärker

Als technische Neuerung im Koffersuper TURF RK 74 ist das Keramikfilter im AM-ZF-Verstärker anzusehen. Dieses Filter kommt in der ersten Stufe zum Einsatz und übt zusammen mit dem Anodenkreis die Funktion des 1. ZF-Bandfilters aus (Bild 1).

Den Kurzwellenamateuren und kommerziell ausgebildeten Technikern werden die Vorzüge spezieller Filter geläufig sein, da höchste Ansprüche an ZF-Verstärker am einfachsten mit Quarzfiltern und neuerdings mit Keramikfiltern zu erfüllen sind. Auf dem Gebiet der Radiotechnik hingegen fand fast ausnahmslos das konventionelle Filter Anwendung.

Der Kundendiensttechniker wird die Einführung der Keramikfilter im allgemeinen begrüßen, da diese Filter wie gewöhnliche Bauteile zu handhaben sind und keinerlei spätere Wartung erfordern. Sie haben außerdem beste elektrische Eigenschaften und erlauben eine rationelle Gerätefertigung.

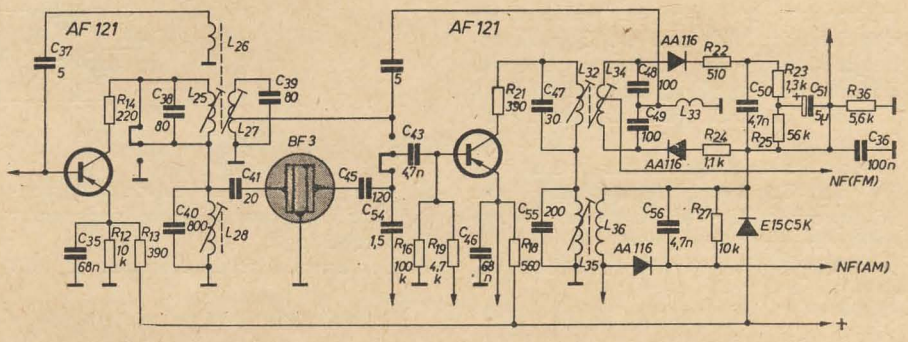


Bild 1: Schaltungsauszug aus dem ZF-Verstärker des Siemens-Koffersupers TURF RK 74

Funktion des Keramikfilters

Von der Fonotechnik her ist bekannt, daß sich gewisse Werkstoffe piezoelektrisch verhalten, d. h., bei mechanischer Verformung eine elektrische Spannung an die Elektroden abgeben (Kristallsystem). In der Sendertechnik ist es üblich, spezielle Materialien einzusetzen, die sich umgekehrt verhalten, also mechanische Schwingungen ausführen, sobald den Elektroden eine Wechselspannung mit einer bestimmten Frequenz anliegt (Quarz). Beide Fälle treten im Keramikfilter gleichzeitig auf und geben dem Filter bezüglich Frequenzkonstanz und Trennschärfe ausgezeichnete Eigenschaften.

Die Funktion wird hinreichend verständlich, wenn das Filter durch zwei mechanisch gekoppelte Piezoelemente auf zwei Keramikscheiben mit gemeinsamer Mittelelektrode dargestellt wird (Bild 2).

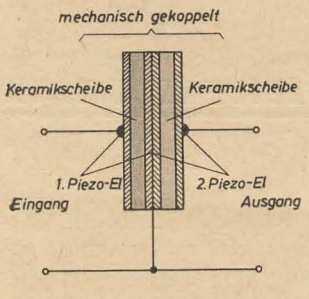


Bild 2: Schematische Darstellung des Keramikfilters

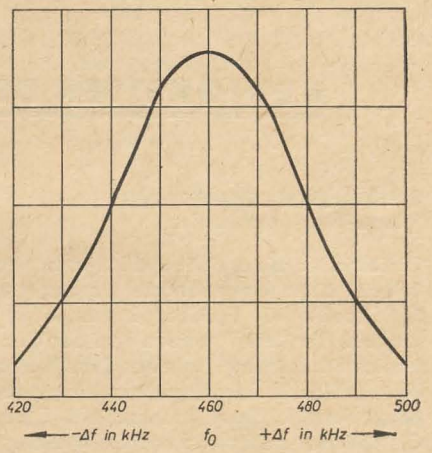


Bild 3: Durchlaßkurve des Keramikfilters ▶

Beim Ansteuern des ersten Piezoelements mit einer Wechselspannung (im Bild 1 angeschlossen am 1. ZF-Kreis L_{28}/C_{40}) regt dieses die erste Keramikscheibe zu mechanischen Schwingungen an, die wiederum über die zweite Keramikscheibe das zweite Piezoelement zu einer Wechselspannungsabgabe veranlaßt. Ist der Aufbau der Keramikscheiben so beschaffen, daß das Maximum an mechanischen Schwingungen bei einer Frequenz von z. B. 460 kHz liegt, ist verständlich, daß nur diese Frequenz bevorzugt am Ausgang erscheinen kann. Alle übrigen Frequenzen sind nicht in der Lage, die Scheiben ausreichend in Resonanz zu bringen und im zweiten Piezoelement genügend Spannung zu erzeugen. Filter dieser Art haben eine gute Selektion, da sie, ähnlich wie Quarzfilter, die Resonanzfrequenz vorzüglich selektieren (Bild 3).

Niederfrequenzteil

Beim NF-Verstärker hat man die Gegentaktendstufe übertragerlos ausgeführt (Bild 4). Der Einsatz von zwei technologisch unterschiedlichen Transistortypen (pnp und npn) vereinfacht den Geräteaufbau und verbessert die Wirtschaftlichkeit des Verstärkers.

Die Transistoren AC 128 P und AC 127 P als Endtransistoren werden vom Treibertransistor AC 132 an der Basis über den Heißleiter R_{47} zur Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes gleichphasig angesteuert. Die Trennung nach positiven und negativen Steueramplituden kommt durch die Reihenschaltung eines pnp- und npn-Transistors zustande, da durch den inneren Aufbau der Transistoren nur eine abwechselnde Aussteuerung erfolgt. Zur Signalabnahme und Wiederzusammensetzung der verstärkten Steueramplituden ist der Lautsprecher über den Elko C_{69} an beiden Emittern und Masse angeschlossen.

Grund seiner Technologie läßt er sich vorteilhaft bei Dünnfilmschaltungen anwenden. Der MOSFET ist demzufolge ein Bauelement, das in allen Zweigen der Elektronik eingesetzt werden kann.

Literatur

[1] Field effect transistors. Teil 1. Electronics, New York, Vol 37 (1964), H. 30, S. 45ff, und Teil 2. H. 31, S. 53ff

[2] Wilhelmy, H. J.: Feldeffekt-Transistoren. Funkschau 37 (1965), H. 4, S. 79–82

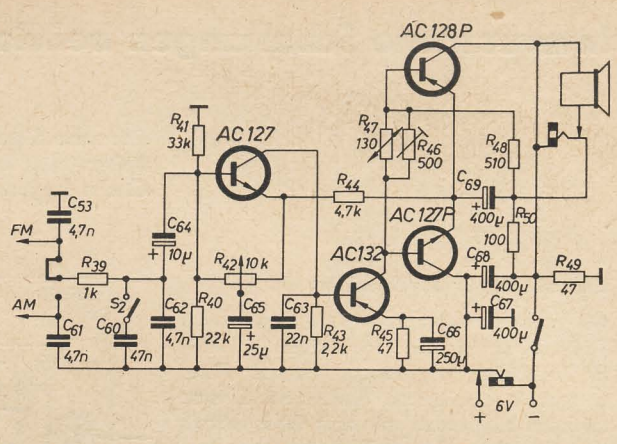
[3] Bergtold, F.: Über die Bezeichnungen der Elektroden der Feldeffekt-Transistoren und der Dünnschicht-Trioden. Funkschau 37 (1965), H. 4, S. 82

[4] Zandra, W.: MOS-Feldeffekt-Transistoren. Rodioschau 41 (1965), H. 2, S. 82–85

[5] Hilborne, A., Miles, J. F.: The Metal-Oxide-Semiconductor-Transistor. Electronic Engineering, London, 1965 March, S. 156–160

Die NF-Vorstufe mit dem npn-Transistor AC 127 fällt durch eine neue Schaltung bei der Lautstärkeregelung auf. Die Basis dieses Transistors wird über den Elko C_{64} von den AM- oder FM-Demodulatoren voll angesteuert und erhält den erforderlichen Arbeitspunkt über die Teilerwiderstände R_{40} und R_{41}. Als Emitterwiderstand gilt der Lautstärkeregler R_{42}, dessen Schleifer über den Elko C_{65} wechselstrommäßig an Masse liegt, je nach Stellung des Schleifers läßt sich die Gegenkopplungsspannung am Emitter regeln und dadurch die Lautstärke, da die Stellungen „Schleifer an Basis" minimale und „Schleifer an Emitter" maximale Lautstärke bedeuten. Außerdem erhält der Emitter über R_{44} die Gegenkopplungsspannung vom Lautsprecher, die bei maximaler Lautstärke kurzgeschlossen wird.
Zur Klangänderung steht der Schalter S_2 zur Verfügung, der dem Entkopplungskondensator C_{62} einen weiteren Kondensator C_{60} parallel legt.
An der konzentrischen Normbuchse läßt sich ein Netzgerät anschließen, wenn das Gerät am Lichtnetz betrieben werden soll.

Bild 4: Schaltung des NF-Verstärkers im TURF RK 74

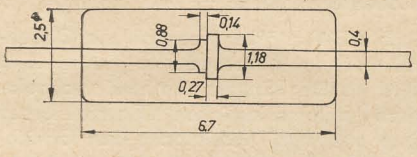


Aus der Siemens-Werkstattpraxis, 8. Jg., Folge 27, April 1965

NEUIGKEITEN DER HALBLEITERTECHNIK

2-A-Si-Gleichrichter in axialer Metall-Glas-Konstruktion

Gleichrichter bis zu Durchlaßströmen von 2 A bei einer Umgebungstemperatur von 50 °C sowie für Spitzensperrspannungen von 200 bis 1000 V werden von der Electronics Devices, Inc., in einer flanschlosen Metall-Glasausführung mit axial angeordneten Anschlußdrähten hergestellt. Diese Gleichrichter besitzen eine außergewöhnlich hohe Zuverlässigkeit. Der einmalige zulässige Stoßstrom beträgt 135 A. Bisher wurde dieser Wert für Gleichrichterdioden mit diesen Abmessungen nicht erreicht. Die Bauelemente besitzen einen Durchmesser und eine Länge von etwa 6,35 mm.



Abmessungen der Zenerdioden in Polysilgehäusen

Referenzdioden mit $I_z = 1$ mA

Während es bisher üblich war, Referenzdioden bei einem Zenerstrom von 7,5 bis 10 mA zu betreiben, liegt dieser bei der Typenreihe PS 1215 der TRW Semiconductors Inc. bei 1 mA. Diese hochstabilen Referenzdioden mit Temperaturkompensation besitzen eine Referenzspannung von 9 V. Der Durchmesser beträgt max. 8,4 mm, die Länge max. 13,5 mm. Die Anschlußdrähte haben einen Durchmesser von 0,75 mm. Bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C beträgt die maximale Verlustleistung 500 mW. Die Spannungsdrift der Referenzspannung übersteigt in einem Jahr nicht den Wert von 0,1%. Die Referenzdioden dieser Serie unterscheiden sich durch die verschieden großen Temperaturkoeffizienten.

Eine neue Serie temperaturkompensierter 6,4-V-Zenerdioden

Die Dickson Electronics Corp. fertigt eine aus 20 Typen bestehende Serie von 6,4-V-Zenerdioden, die sich durch die Größe des minimalen Zenerstromes $I_{Z\,min}$, des maximalen Zenerwiderstandes $r_{z\,max}$ sowie des maximalen Temperaturkoeffizienten $K_{UZ\,max}$ der Zenerspannung unterscheiden. Diese Halbleiterdioden zeichnen sich durch einen breiten Bereich der Arbeitstemperatur (von — 55 °C bis + 100 °C) sowie durch eine außerordentliche Zuverlässigkeit aus. Diese wurde durch eine nicht näher beschriebene neue Technologie erreicht, die zu einer Verringerung der elektrischen Feldstärke an der Kristalloberfläche führt und innere mechanische Spannungen und Mikrorisse ausschließt.

Typen	$I_{z\,min}$ in mA	$r_{z\,max}$ in Ω
1 N 4565 bis 1 N 4569	0,5	200
1 N 4570 bis 1 N 4574	1,0	100
1 N 4575 bis 1 N 4579	2,0	50
1 N 4580 bis 1 N 4584	4,0	25

Die fortlaufende Numerierung der Dioden einer Typengruppe ist mit der Reihenfolge der folgenden maximalen Temperaturkoeffizienten identisch: ± 0,01 / ± 0,005 / ± 0,001 sowie ± 0,0005%/grd. Diese Dioden besitzen einen Arbeitstemperaturbereich von 0 bis + 75 °C. Mit der Zusatzbezeichnung „A" beträgt der Bereich der Arbeitstemperatur — 55 °C bis + 100 °C.

32 neue Si-Referenzdiodentypen

Von der General Instrument Corp. wird eine neue Serie von 1-W-Si-Referenzdioden angeboten. Diese 32 Typen (von 1 N 4162 bis 1 N 4193) in einer Allglasausführung nach DO 29 (Durchmesser max. 3,8 mm; Länge max. 9,1 mm) ersetzen 225 z. Z. im Handel befindliche Typen von Referenzdioden. Sie sind für Referenzspannungen von 10 bis 200 V lieferbar. Die Dioden werden in zwei Toleranzgruppen (Gruppe A: max. ± 10%, Gruppe B: max. ± 5%) ausgemessen. Die Arbeitstemperatur liegt im Bereich von — 65 bis + 175 °C, die Lagerungstemperatur im Bereich von — 65 bis + 200 °C.

Zenerdioden in neuer Kunststoffeinbettung

Ein neuer leicht formbarer und härtender Kunststoff wurde mit der Markenbezeichnung „Polysil" von der International Resistance Company (IRC) entwickelt. Er eignet sich besonders zur Umhüllung von Halbleiteranordnungen. Von der North American Electronics, Mass., wurde daher dieses neue Material unter anderem zur Herstellung von Zenerdioden verwendet. Hierdurch verbessern sich die charakteristischen Eigenschaften gegenüber den Zenerdioden in anderen Gehäusen erheblich. Das „Polysil" umschließt alle inneren Teile der Zenerdiode, so daß sich besonders die Wärmeeigenschaften und die mechanischen Eigenschaften verbessern. Sie besitzen daher größere Verlustleistungen als die Dioden in Gehäusen aus Glas, Keramik oder Metall. Sie sind auch gegen mechanische Stöße und Schwingungen widerstandsfähiger als diese.
Die maximale Verlustleistung beträgt 1 W bei einer Umgebungstemperatur von + 75 °C. Eine Zenerdiode in einem Polysilgehäuse DO 7 hielt bei einem Belastungsversuch bei einer Verlustleistung von 1 W eine Temperatur von + 250 °C aus. Die Abmessungen der Dioden entsprechen den Gehäusen DO 7 (Länge ≈ 6,7 mm, Durchmesser ≈ 2,5 mm). Unser Bild zeigt die ungefähren Abmessungen maßstäblich an.

Loßack

M. JANSEN und H. J. QUADT **32**

Steile Spanngitterpentode für Fernseh-ZF-Verstärker EF 184[1)]

Die Spanngittertechnik als moderne Technologie für Empfängerröhren hat sich allgemein durchgesetzt und konnte soweit vervollkommnet werden, daß jetzt zur Bestückung von Fernsehempfängern in allen Stufen, in denen große Anforderungen in bezug auf Verstärkung bei hohen Frequenzen gestellt werden, Spanngitterröhren zur Verfügung stehen.

Die ZF-Pentode EF 184 mit ihrer fast doppelt so großen Steilheit wie die der EF 80, erlaubt in Verbindung mit anderen Spanngitterröhren ohne Einbußen an Verstärkung und Bandbreite die Verwendung eines zweistufigen ZF-Verstärkers.

Die Bestückung dieses Fernsehempfängers würde z. B. folgendermaßen aussehen.

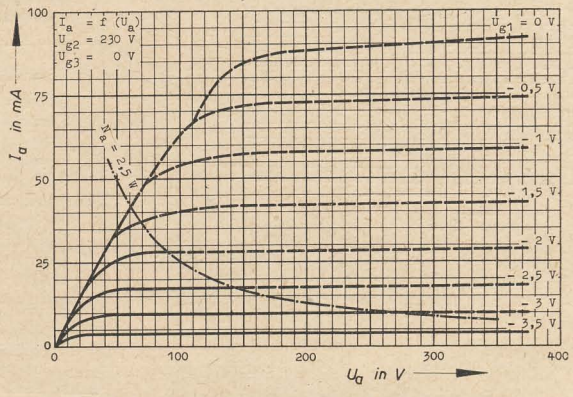
PC 88 oder PCC 88 für VHF-Eingangsstufe
PCF 801 als Oszillator- und Mischröhre
EF 183 und EF 184 als ZF-Verstärker
PFL 200 als Video- und DF-Verstärker

Selbstverständlich ist auch in einem Empfänger der höheren Preisklasse ein dreistufiger Verstärker mit z. B. zwei EF 80 und einer EF 184 möglich, wie er in dem Fernsehempfänger „Stadion" vom VEB Rafena Werke verwendet wird.

Die große Steilheit der EF 184 konnte bei sehr kleiner Rückwirkungskapazität c_{g1a} erreicht werden, so daß eine gute Sicherheit gegen Selbsterregung vorhanden ist.

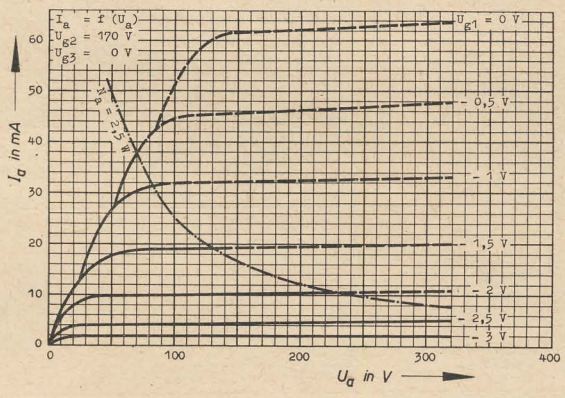
Zur Erhöhung des elektronischen Eingangswiderstandes ist die Katode der Röhre zweimal herausgeführt (Stifte 1 und 3). Beide Anschlüsse sollten deshalb in der Schaltung möglichst induktivitätsarm geerdet werden.

[1]) siehe auch radio und fernsehen 9 (1960), H. 14, S. 450 und 12 (1963), H. 9, S. 278

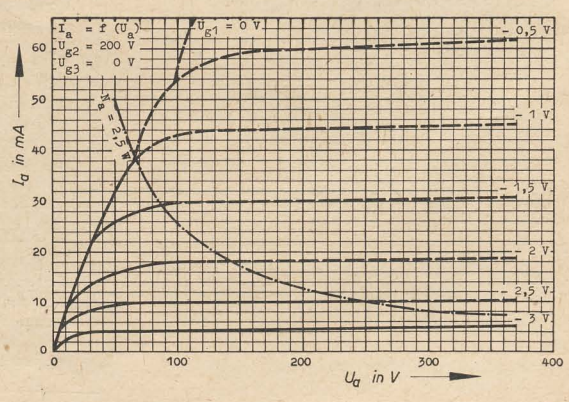


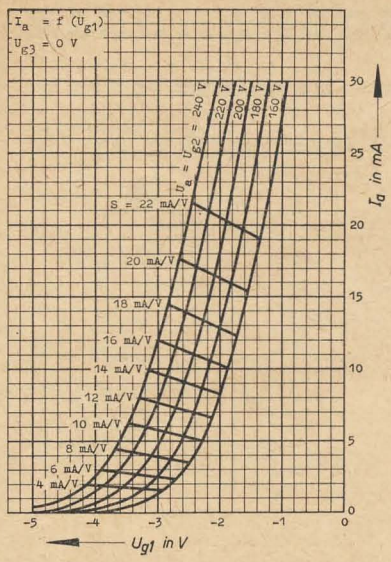
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_{g2} = 230 V

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_{g2} = 170 V

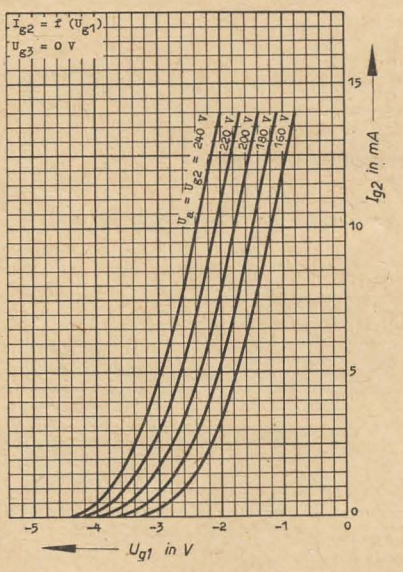


Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_{g2} = 200 V



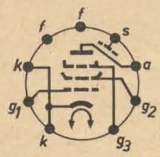


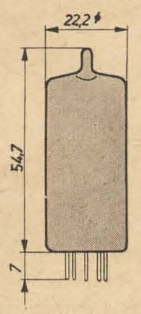
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung



Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Technische Daten





HEIZUNG

indirekt, Parallel- oder Serienspeisung, normierte Anheizzeit

Heizspannung	U_f	6,3 V
Heizstrom	I_f	300 mA

KENNDATEN

Anodenspannung	U_a	200 V
Spannung an g3	U_{g3}	0 V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	200 V
Gittervorspannung	U_{g1}	— 2,5 V
Anodenstrom	I_a	10 mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	4,1 mA
Steilheit	S	15 mA/V
Innenwiderstand	R_i	≈ 380 kΩ
Schirmgitter-Leerlaufverstärkungsfaktor	$\mu_{g2/g1}$	60
elektronischer Eingangswiderstand für f = 40 MHz	$r_{e(40\ MHz)}$	11 kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	r_{aeq}	330 Ω

BETRIEBSDATEN

Anodenspeisespannung	U_{ba}	170	200	230 V
Spannung an g3	U_{g3}	0	0	0 V
Schirmgitterspeisespannung	U_{bg2}	170	200	230 V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g2}	0	7,5	15 kΩ
Katodenwiderstand	R_k	140	140	140 Ω
Anodenstrom	I_a	10	10	10 mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	4,1	4,1	4,1 mA
Steilheit	S	15,6	15,6	15,6 mA/V
Innenwiderstand	R_i	330	510	680 kΩ
elektronischer Eingangswiderstand für f = 40 MHz	$r_{e(40\ MHz)}$	10	10	10 kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	r_{aeq}	300	300	300 Ω

Betrieb mit Katodenwiderstand wird empfohlen.

GRENZDATEN

Anodenkaltspannung	$U_{a\,0}$	max 550 V
Anodenspannung	U_a	max 250 V
Anodenbelastung	N_a	max 2,5 W
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2\,0}$	max 550 V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	max 250 V
Schirmgitterbelastung	N_{g2}	max 0,9 W
Katodenstrom	I_k	max 25 mA
Gittervorspannung	$-U_{g1}$	max 50 V
Gitterableitwiderstand	R_{g1}	max 1 MΩ
Spannung zwischen Heizer und Katode	$U_{f/k}$	max 150 V
äußerer Widerstand zwischen Heizer und Katode	$R_{f/k}$	max 20 kΩ

KAPAZITÄTEN

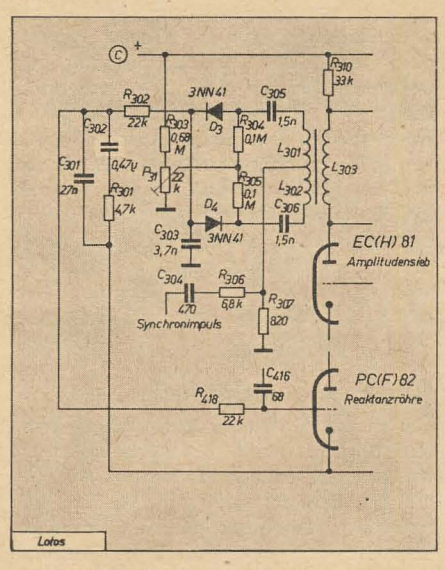
Eingangskapazität	$c_{g1(a)}$	10 pF
Ausgangskapazität	$c_{a(g1)}$	3 pF
Kapazität Gitter 1 gegen Anode	c_{g1a}	≤ 0,0055 pF
Kapazität Gitter 1 gegen Schirmgitter	c_{g1g2}	2,8 pF

Mangelhafte Zeilensynchronisation (Lotos)

Der Haltebereich des Horizontalreglers war eingeengt, zeitweilig war das Bild außer Mitte mit einem schwarzen Rand auf der rechten Seite. Mit zunehmender Betriebswärme verschlechterte sich die Zeilensynchronisation, so daß der schwarze Streifen ständig blieb und vertikale Linien oben flatterten.

Ursache war C_{302} (0,47 μF), dessen Isolationswiderstand sich verschlechterte (Bild 1).

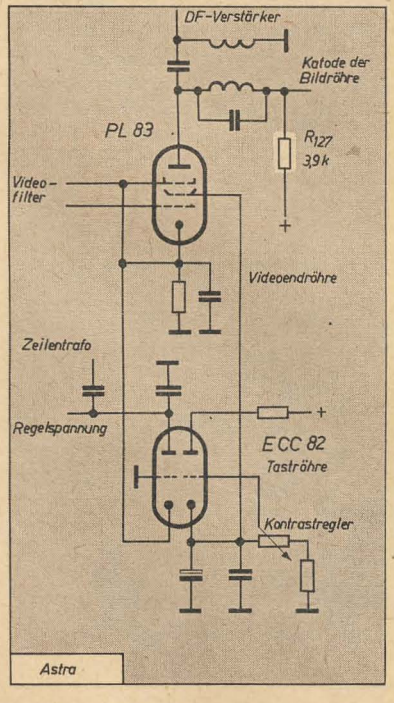
Bild 1



Kein Bild, kein Ton (Astra)

Der Ton verstummte beim Einsetzen der Helligkeit; die Helligkeit ließ sich nicht regeln.

Bild 2

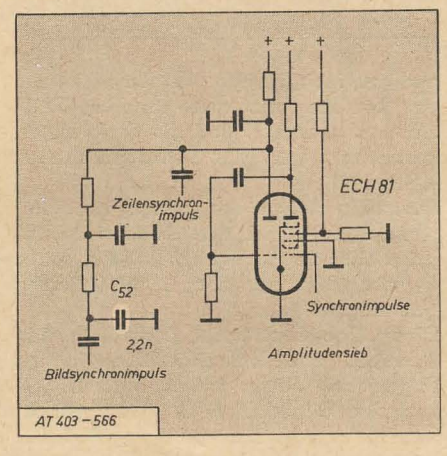


R_{127} war defekt, dadurch erhöhte sich die Regelspannung bis zum Sperren des ZF-Verstärkers (Bild 2).

Keine Bild- und Zeilensynchronisation (AT 403–566)

C_{52} (2,2 nF) hatte Kurzschluß (Bild 3).

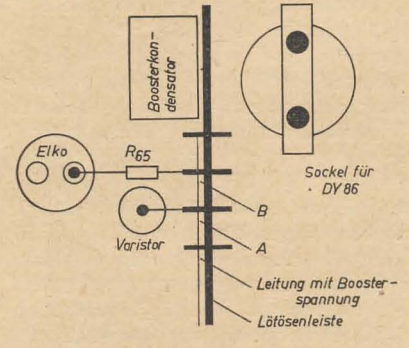
Bild 3



Kurze Spratzer im Bild, Prasseln im Ton (Stadion)

Der Fehler wurde durch Überschläge der Boosterspannungsleitung zum Varistor der Breitenautomatik hervorgerufen (Bild 4, Punkt A).

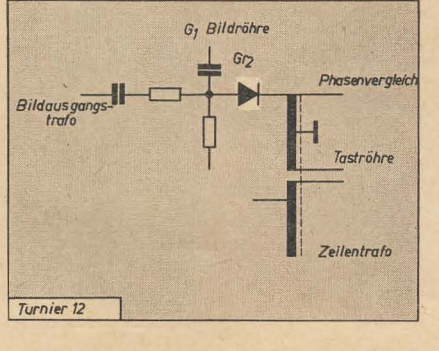
Bild 4



Bildrückläufe waren bei voll aufgedrehtem Helligkeitsregler sichtbar (Turnier 12)

Die Dunkeltastdiode Gr_2, OA 705 hatte Kurzschluß (Bild 5).

Bild 5

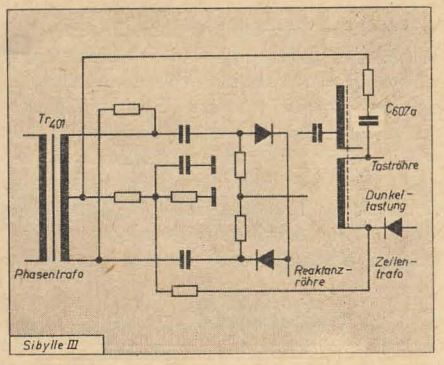


Mangelhafte Zeilensynchronisation (Sibylle III)

Das Bild ließ sich nur unter Schwierigkeiten mit dem Zeilenregler in die Bildmitte schieben. Meist sprang es über den Mittelpunkt hinweg, so daß jeweils ein schwarzer Streifen auf einer Seite entstand.

C_{607a} hatte Schluß (Bild 6).

Bild 6

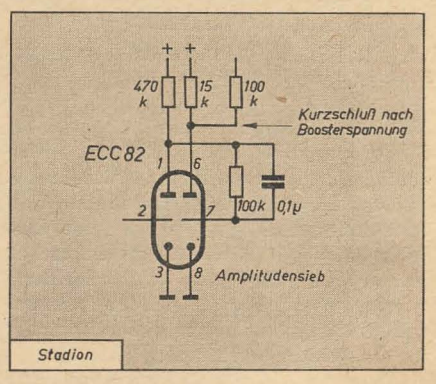


Keine Helligkeit, ECC 82 (Amplitudensieb) glühte sehr stark (Stadion)

Obwohl die Röhre offensichtlich einen hohen Strom zog, betrug die Anodenspannung am Punkt 6 noch 250 V, normal 85 V! Die Boosterspannungsleitung war nach R_{65} durchgeschlagen (Bild 4, Punkt B und Bild 7).

Karl-Heinz Finke

Bild 7



Keine Zeilensynchronisation (Stadion)

Für den Synchronisationsausfall ist meist einer der Lastwiderstände R_{674} und R_{675} im Phasenvergleich verantwortlich (Bild 1).

Da die Fehlersuche und das Ablöten der Bauelemente im Phasenvergleich noch durch den hinter dieser Platte montierten Bildausgangstrafo zusätzlich erschwert ist, wurde eine Methode entwickelt, beide Dioden und Lastwiderstände im eingebauten Zustand zu prüfen:

Ein an die Punkte n und + 30 angeschlossenes Ohmmeter muß unabhängig von seiner Polung ungefähr 100 kΩ anzeigen. Die Messung ist zweimal auszuführen, wobei das Instrument umgepolt werden muß.

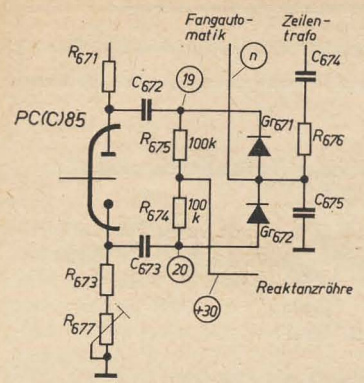


Bild 1: Phasenvergleich vom Stadion

Weicht nach der Umpolung des Ohmmeters der Meßwert stark ab, ist ein Widerstand oder eine Diode defekt. Nun müssen von *n* aus alle vier Bauelemente einzeln geprüft werden. Gr_{671} beispielsweise wird durch Antasten des Punktes 19 auf Durchgangs- und Sperrwiderstand geprüft. Der Sperrwiderstand ist durch die Parallelschaltung von Gr_{672}, R_{674} und R_{675} zu Gr_{671} wesentlich geringer als im ausgebauten Zustand und beträgt ungefähr

Fangautomatikplatte mit Anschlußstreben

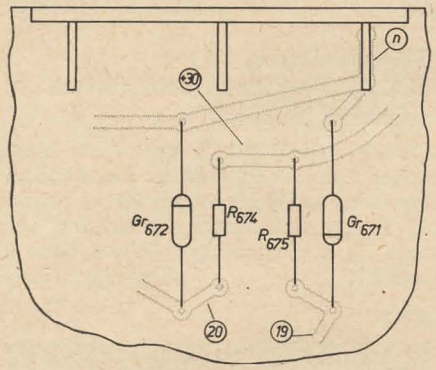


Bild 2: Anordnung der Prüfpunkte auf der SG-Platte

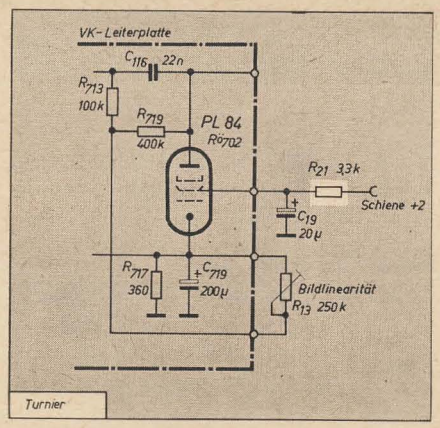
200 kΩ. Geringe Abweichungen des Diodensperrwiderstandes können naturgemäß durch diese Messung nicht erfaßt werden. Sie sind beim Ausfall der Synchronisation auch nicht von Interesse. Zum Prüfen von R_{675} ist das Ohmmeter so zu polen, daß Gr_{671} in Durchlaßrichtung arbeitet; am Punkt + 30 müssen dann ungefähr 100 kΩ meßbar sein. Die Kontrolle von Gr_{672} und R_{674} ist analog (Bild 2).

Karl-Heinz Finke

Zu geringe Bildamplitude

Bei einem TV-Empfänger „Turnier" wurde eine zu geringe Bildamplitude festgestellt. Außerdem lag ein Linearitätsfehler vor. Das Bild war im oberen Drittel zusammengeschoben. Mit dem Bildamplitudenregler R_{16} 1 MΩ und den Linearitätsreglern R_{712} und R_{13} war dieser Fehler nicht zu korrigieren. Zunächst wurde die Bildendröhre $Rö_{702}$ PL 84 versuchsweise getauscht. Die Röhre erwies sich als einwandfrei.

Die Betriebsspannungen an $Rö_{701}$ ECC 82 waren in voller Höhe vorhanden, und auch im Gegenkopplungszweig der Bildendröhre $Rö_{702}$ PL 84 konnte kein Fehler



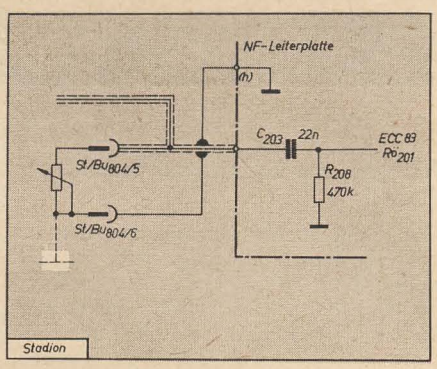
nachgewiesen werden. Bei der Kontrolle der Betriebsspannungen von $Rö_{702}$ PL 84 stellte sich heraus, daß die Schirmgitterspannung etwas unter dem angegebenen Wert lag.

Daraufhin wurde der Schirmgitterwiderstand R_{21} 3,3 kΩ mit dem Ohmmeter überprüft. Statt der angegebenen 3,3 kΩ hatte R_{21} einen Wert von etwa 25 kΩ (Alterung oder Kappenfehler).

Dieser Fehler erscheint deshalb bemerkenswert, weil Linearitätsfehler in der Regel durch Fehler im Gegenkopplungszweig der Bildendröhre auftreten und daher die Ursache außerhalb der VK-Platte kaum vermutet wird.

Brummen im Ton

Bei einem TV-Empfänger „Stadion" war der Ton stark verbrummt. Zunächst wurde angenommen, daß bei einer der abgeschirmten Leitungen die Masseverbindung defekt ist. Die Kontrolle ergab aber, daß alle Abschirmungen gute Masseverbindung hatten. Ebenso erwies sich die Anodenspannungsversorgung der NF-Platte als einwandfrei. Eventuell defekte Elektrolytkondensatoren schieden also ebenfalls als Fehlerursache aus. Ein Röhrenwechsel blieb ohne Erfolg. Aus vorhergehenden Stufen (z. B.. der ZF), konnte das Brummen nicht herrühren. Der Nachweis konnte durch kurzzeitiges Ziehen von $Rö_{102}$ EF 80 auf der DF-Leiterplatte erbracht werden. Der Fehler war auch dann vorhanden. Nun wurde versucht, durch Kurzschließen der Niederfrequenz an verschiedenen Punkten die Fehlerursache einzukreisen. Dabei stellte sich heraus, daß der Fehler im Bereich der abgeschirmten Verbindungen zwischen DF- und NF-Leiterplatte zu finden sein mußte.



Am Lautstärkeregler R_{98} 25 kΩ des Gerätes, der sich im Bedienungsblock befindet, hatte die Abschirmung des Anschlußkabels Verbindung mit dem Reglergehäuse und damit auch mit dem Chassis des Bedienungsblocks. Damit bestand eine zusätzliche Masseverbindung, die normalerweise als völlig unkritisch angesehen wird. In diesem Fall war es die Fehlerursache. Die einzig zulässige Masseverbindung für diese Leitung befindet sich an Punkt (h) der NF-Leiterplatte. Zwischen diesem Punkt und dem Chassis des Bedienungsblocks besteht ein erhebliches Brummspannungspotential. Die Masseverbindung am Lautstärkeregler wurde beseitigt. Anschließend war der Ton des Gerätes einwandfrei.

S. Geiseler

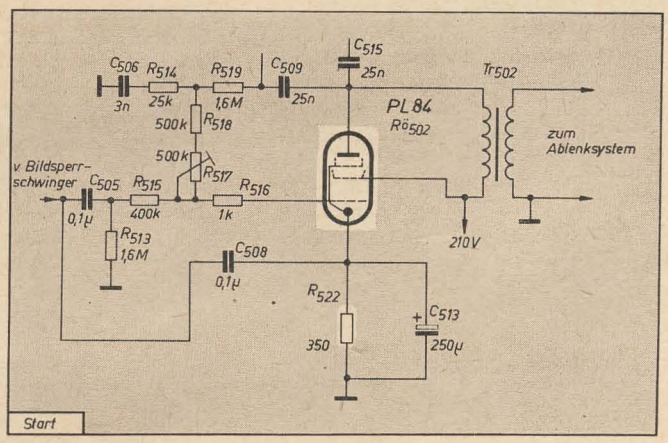
Fehler im Vertikalkippteil

Bei einem TV-Empfänger „Start" brach fünf Minuten nach dem Einschalten die vertikale Auslenkung zusammen. Die Vermutung, daß der Fehler im Vertikal-Kipp zu suchen war, bestätigte sich. Der Katodenwiderstand R_{522} (350 Ω) der Vertikalendröhre war durchgebrannt.

Da es sich um einen Erwärmungsfehler handeln mußte, wurde zunächst die PL 84 auf Elektrodenschluß mit dem Röhrenprüfgerät geprüft. Es zeigten sich hierbei keine Schlüsse. Trotzdem wurde die Röhre nach Erneuern von R_{522} ausgetauscht. Das Gerät arbeitete einwandfrei.

Nach nochmaliger Überprüfung der ersten PL 84 zeigte sich, daß diese unter dynamischer Belastung nach voller Erwärmung einen Schluß zwischen Brems- und Schirmgitter hatte. Dadurch kam Schirmgitterpotential an die Katode und R_{522} wurde überlastet.

E. Karste



Ein Transistorprüfgerät mit Blinklichtanzeige

HAGEN JAKUBASCHK

Für die Amateur- und Werkstattpraxis ist das Vorhandensein eines Transistorprüfgerätes heute unumgänglich notwendig. In der einschlägigen Literatur findet man bereits zahlreiche Bauanleitungen. Gemeinsames Merkmal fast aller derartigen Prüfgeräteschaltungen und gleichzeitig kostspieligstes Bauteil ist das Meßinstrument. Das im folgenden beschriebene Transistorprüfgerät ist mit drei Transistoren ausgerüstet und benötigt kein Meßinstrument. Als Indikator wird eine Blinklichtanzeige benutzt.

Allgemeines

Das Gerät ermöglicht die Messung des Kollektorstromes I_{CEO} von 0,1···1,5 mA und der Stromverstärkung β von 10···400 in drei Bereichen. Zusätzlich sind die Messung des Eingangswiderstandes R_{BE}, ein Kennlinienvergleich (Pärchen-Auswahl) zweier Prüflinge und eine überschlägige Beurteilung des Rauschfaktors möglich. Damit erfaßt das Gerät alle den Werkstattechniker interessierenden Transistorwerte mit einer für seine Zwecke ausreichenden Genauigkeit bei relativ geringem Aufwand. Das Grundprinzip dieses Gerätes geht auf ein von der Fa. Centrad (Frankreich) bekanntgegebenes und in [1] referiertes Verfahren zurück, das für die vorliegende Aufgabenstellung entsprechend erweitert und ergänzt wurde. Das Gerät ist für die Messung aller Typen von pnp-Transistoren bis 150 mW bestimmt.

β-Messung

Bild 1a zeigt das Prinzip der Messung des Stromverstärkungsfaktors. Vorhanden sind zwei gleichgroße Rechteckspannungen u_1 und u_2, die zueinander in Gegenphase sind. Sie werden von einem Multivibrator mit einer Frequenz von 8···10 Hz erzeugt. Über Rp_1 steuert u_2 den Transistor T_3 an. Rp_1 sei so bemessen, daß T_3 etwa halb geöffnet wird und Lampe La mit mittlerer Helligkeit leuchtet. Würde man jetzt u_1 über einen Widerstand vom gleichen Wert wie Rp_1 ebenfalls der Basis von T_3 zuführen, so würde jeweils eine der beiden Halbwellen den Transistor T_3 durchsteuern, La würde demgemäß konstant leuchten. Fehlt Spannung u_1, so wird der Transistor von u_2 periodisch geöffnet, und La blinkt im Takt der Rechteckfrequenz.

Der Prüfling wird in Kollektorschaltung betrieben und über P_1 und Basisvorwiderstand R_B von u_1 angesteuert. Der so gemessene Wert der Stromverstärkung ist nur sehr wenig größer als der in Emitterschaltung. Der Basisstrom des Prüflings sei so bemessen, daß sein Emitterstrom genau dem Wert des von u_2 durch Rp_1 erzeugten Stromes entspricht. In diesem Fall ist die Durchsteuerung von T_3 wieder für beide Rechteckhalbwellen gleich. Bei größerem oder kleinerem Emitterstrom des Prüflings bewirkt die Differenz zwischen diesem und dem über Rp_1 abwechselnd zufließenden Strom ein Blinken der Lampe La. Bei Stromgleichheit – Dauerlicht – ist daher der Basisstrom des Prüflings um den Faktor β des Prüflings kleiner als der Strom durch Rp_1. Da er von der Stellung von P_1 und dem Wert von R_B abhängt, ist die Stellung von P_1 für Dauerlicht unmittelbar ein Maß für das β des Prüflings, während mit R_B in einfacher Weise eine Meßbereichsumschaltung bewirkt werden kann. P_1 ist mit einer Skala versehen, die in β-Werten geeicht ist.

Die Meßgenauigkeit wird im wesentlichen von den noch erkennbaren Helligkeitsunterschieden der Blinklampe bestimmt und kann unter 10% gehalten werden. Änderungen der Betriebsspannung gehen nicht unmittelbar ein, solange $u_1 = u_2$ ist.

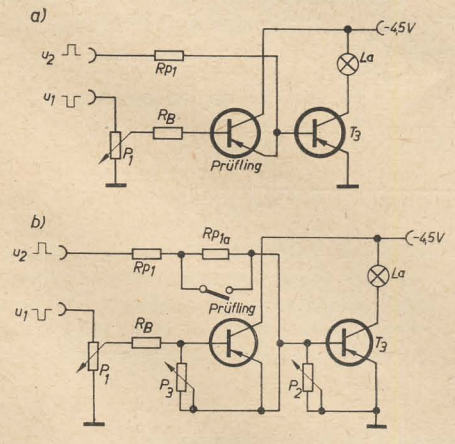


Bild 1: a) Prinzip der β-Messung, b) der R_{BE}-Messung

R_{BE}-Messung

Der Eingangswiderstand R_{BE} des Prüflings kann im Anschluß an die β-Messung mit der Prinzipschaltung nach Bild 1b ermittelt werden. P_2 und P_3 sind bei der β-Messung nicht vorhanden. Rp_{1a} ist überbrückt. Nach Dauerlichtabgleich mit P_1 wird P_3 angeschaltet und Rp_{1a} eingeschaltet, wobei $Rp_{1a} = Rp_1$ ist. Über u_2 wird jetzt für T_3 nur der halbe Basisstrom aufgebracht. Die dadurch verringerte Lampenhelligkeit wird durch Vergrößern von P_2 ausgeglichen. Nunmehr wird P_3 so abgeglichen, daß La wiederum Dauerlicht zeigt. Dies ist der Fall, wenn der Emitter- und damit der Basisstrom des Prüflings ebenfalls auf den halben Wert zurückgegangen ist. Der über R_B zufließende Strom teilt sich dabei je zur Hälfte auf P_3 und den Prüfling auf. Der Wert von P_3 ist in diesem Fall gleich dem Wert R_{BE} des Prüflings. P_3 ist demgemäß mit einer in Widerstandswerten geeichten Skala versehen, an der nach Dauerlichtabgleich R_{BE} abgelesen wird.

I_{CEO}-Messung

Der Kollektorstrom I_{CEO} wird in einer Schaltung gemäß Bild 2 gemessen. Der Prüfling sei zunächst nicht vorhanden, $Rp_2 = Rp_1$. Dauerlicht ist daher erreichbar, wenn P_1 am oberen Anschlag steht. Bei Anschluß des Prüflings addiert sich dessen Kollektorstrom zu dem durch Rp_2 fließenden Strom. Mittels P_1 wird der Strom durch Rp_2 soweit verringert, daß $I_{Rp\,2} + I_{CEO} = I_{Rp\,1}$ ist. Kriterium dafür ist wiederum Dauerlicht bei La. Wie Bild 2 erkennen läßt, muß P_1 um so weiter nach Masse geregelt werden, je größer I_{CEO} ist. Die Stellung von P_1 ist daher ein Maß für den Kollektorreststrom. P_1 erhält zu den für die β-Ablesung vorhandenen Skalen eine weitere für die Ablesung des Kollektorstromes.

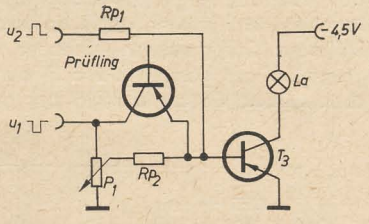


Bild 2: Prinzip der I_{CEO}-Messung

Der im Bild 1b gezeigte Regler P_2 für die Lampenhelligkeit ist auch in den Bildern 1a und 2 vorhanden. Er wird auf beste Erkennbarkeit des Blinkens eingeregelt und eliminiert u. a. im Bild 1a den Einfluß des Kollektorreststromes des Prüflings, der anderenfalls u. U. zur Steigerung der Lampenhelligkeit und Übersteuerung von T_3 führen kann.

Einfache Rauschprüfung

Die Prüfung auf das Eigenrauschen des Prüflings wird hier ohne numerische Erfassung durch Kontrolle mittels Kopfhörer durchgeführt, und zwar durch Abhören des Kollektorreststromes des Prüflings (Bild 3). Um auch geringere Rauschwerte noch hinreichend hörbar zu machen, erfolgt eine einstufige Nachverstärkung, wofür bei diesem Prüfvorgang T_3 benutzt wird. Diese einfache Kontrolle gestattet nach kurzer Erfahrung eine für alle Werkstattfälle befriedigende Beurteilung der Rauscheigenschaften des Prüflings.

Pärchenvergleich

Die bisher ermittelten Daten beziehen sich nur auf jeweils einen Punkt der Kennlinie.

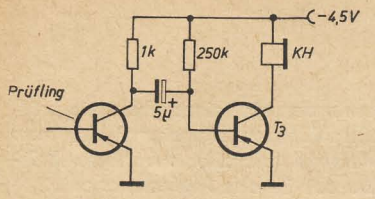


Bild 3: Prinzip der Rauschprüfung

Durch eine zusätzliche Prüfschaltung kann eine ausreichende Kennlinienübereinstimmung über den gesamten interessierenden Bereich der Kennlinie kontinuierlich kontrolliert werden (Bild 4).

Der Regler P_1 ist jetzt zwischen beide gegenphasigen Rechteckspannungen u_1 und u_2 geschaltet. Da beide Spannungen auf Masse bezogen sind, herrscht an Mitte P_1 eine konstante Spannung gegen Masse. Die beiden zu vergleichenden Prüflinge 1 und 2 seien zunächst nicht vorhanden. Dann wird in Mittelstellung P_1 bei La Dauerlicht auftreten, bei Abweichungen des Schleifers P_1 aus der Mittellage Blinklicht. Nun werden beide Prüflinge angeschlossen, ihre Basisanschlüsse seien zunächst noch offen. Das Dauerlicht ist jetzt abhängig vom Wert I_{CEO} und tritt dann auf, wenn $I_{CEO\,1} = I_{CEO\,2}$ und P_1 in Mittellage ist. Ist $I_{CEO\,1} \neq I_{CEO\,2}$, so kann die Differenz in gewissen Grenzen durch gegenläufiges Verstellen von P_1 ausgeglichen werden. Betrag und Richtung der Abweichung von der Mittellage bei P_1 sind demzufolge ein Maß für die I_{CEO}-Differenz beider Prüflinge. Durch geeignete Dimensionierung von Rp_2 und der übrigen Schaltung kann erreicht werden, daß P_1 den Abgleich auf Dauerlicht nur innerhalb der für Paarungen zulässigen I_{CEO}-Differenz von etwa 20% ermöglicht. Ist mit P_1 in diesem Fall kein Abgleich auf Dauerlicht mehr möglich, so sind die Prüflinge für die Paarung ungeeignet.

Hiernach wird P_4 und Rs_3 an die parallelgeschalteten Basen beider Prüflinge angeschlossen. P_4 wird jetzt kontinuierlich aufgeregelt. Über Rs_3 erhalten beide Prüflinge nun die gleiche, stetig steigende Basisspannung. Besteht zwischen den Werten $-U_{BE}$ beider Prüflinge eine unzulässig große Differenz, so wird auch der Basisstrom unterschiedlich groß und mit diesem der Kollektorstrom. Das gleiche ist der Fall, wenn eine wesentliche Differenz zwischen den β-Werten beider Prüflinge besteht. In beiden Fällen kommt es zu einer Blinklichtanzeige, die auch mit P_1 nicht mehr kompensierbar ist. Mittels P_4 können beide Prüflinge über den ganzen interessierenden Kollektorstrombereich verglichen werden. Da der beim Aufregeln von P_4 ansteigende Kollektorstrom der Prüflinge T_3 weiter durchsteuert und bald übersteuern würde, muß zugleich mit P_4 auch P_2 nachgeregelt werden, so daß die Lampenhelligkeit annähernd mittleren Wert behält.

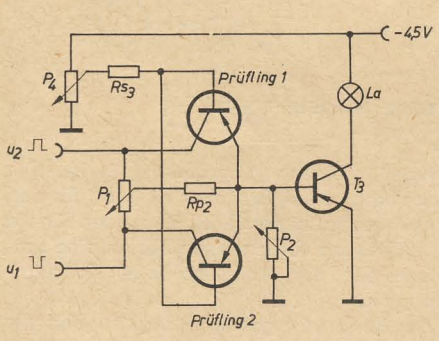


Bild 4: Prinzip des Pärchenvergleichs

Gesamtschaltung

Bild 5 zeigt die vollständige Schaltung des Prüfgerätes. Für die einzelnen Prüfvorgänge wird ein sechsteiliger Tastenschalter benutzt, der je Taste I···V drei Arbeits- und drei Ruhekontakte, für Taste VI vier Arbeits- und zwei Ruhekontakte aufweist. Einzelexemplare werden bei den Klemmen „1. Prüfling" angeschlossen, für Pärchenvergleich zusätzlich der andere Transistor als „2. Prüfling" – dieser Anschluß muß bei allen vorhergehenden Prüfungen frei sein.

Es wird geprüft: Taste I ≙ I_{CEO} (0,1 bis 1,5 mA), II ≙ β (10···40), III ≙ β (30 bis 120), IV ≙ β (100···400), in diesen Stellungen anschließend R_{BE}-Messung, V ≙ Rauschprüfung, VI ≙ Pärchenvergleich.

T_1 und T_2 bilden den Multivibrator. An ihren Kollektoren werden die gegenphasigen Rechteckspannungen u_1 und u_2 abgegriffen.

P_1 trägt die Skalen für die β-Bereiche und den I_{CEO}-Bereich. Bei der I_{CEO}-Ablesung liegt am Anschlag b von P_1 der höchste Wert, bei der β-Messung liegen die höchsten β-Werte ebenfalls bei Anschlag b. Die β-Bereichsumschaltung erfolgt durch Einschaltung jeweils unterschiedlicher R_B (vgl. Bild 1a) über die Kontakte II_1, III_1 oder IV_1. Im Anschluß an die β-Messung kann mit S_1 die Meßschaltung nach Bild 1b zwecks Messung von R_{BE} hergestellt werden, wobei P_1 nicht verstellt werden darf. P_3 wird demgemäß in R_{BE}-Werten geeicht, wobei diese Eichung mit dem Widerstandsverlauf dieses Reglers identisch ist. Bei allen anderen Messungen außer für R_{BE} muß S_1 in Stellung „I_{CEO}/β" stehen.

P_2 erhält keine Eichung und wird nur nach Bedarf auf zweckmäßige Helligkeit der Blinklampe La eingestellt. Die Stromläufe für die Rauschprüfung und den Pärchenvergleich ergeben sich aus den Kontaktbezeichnungen und dem Vergleich mit den Bildern 3 und 4. Beim Pärchenvergleich wird S_3 zunächst in Stellung I gebracht (I_{CEO}-Vergleich) und mit P_1 auf Dauerlicht abgeglichen. Anschließend wird S_3 in die – zuvor bereits bestimmte – der jeweiligen β-Gruppe entsprechende Stellung II···IV gebracht, und mit P_4 kann nunmehr die Kennlinie der Prüflinge durchfahren werden. Bei auftretenden Unsymmetrien – erkennbar am Blinklicht – schafft ein Verstellen von P_1 sofort Klarheit über die Größe und Zuverlässigkeit der Differenz.

Eichung des Gerätes

Die Eichung beschränkt sich auf die Skalen von P_1 und P_3. Für P_3 geschieht dies durch Auftragen des Widerstandswertes für die

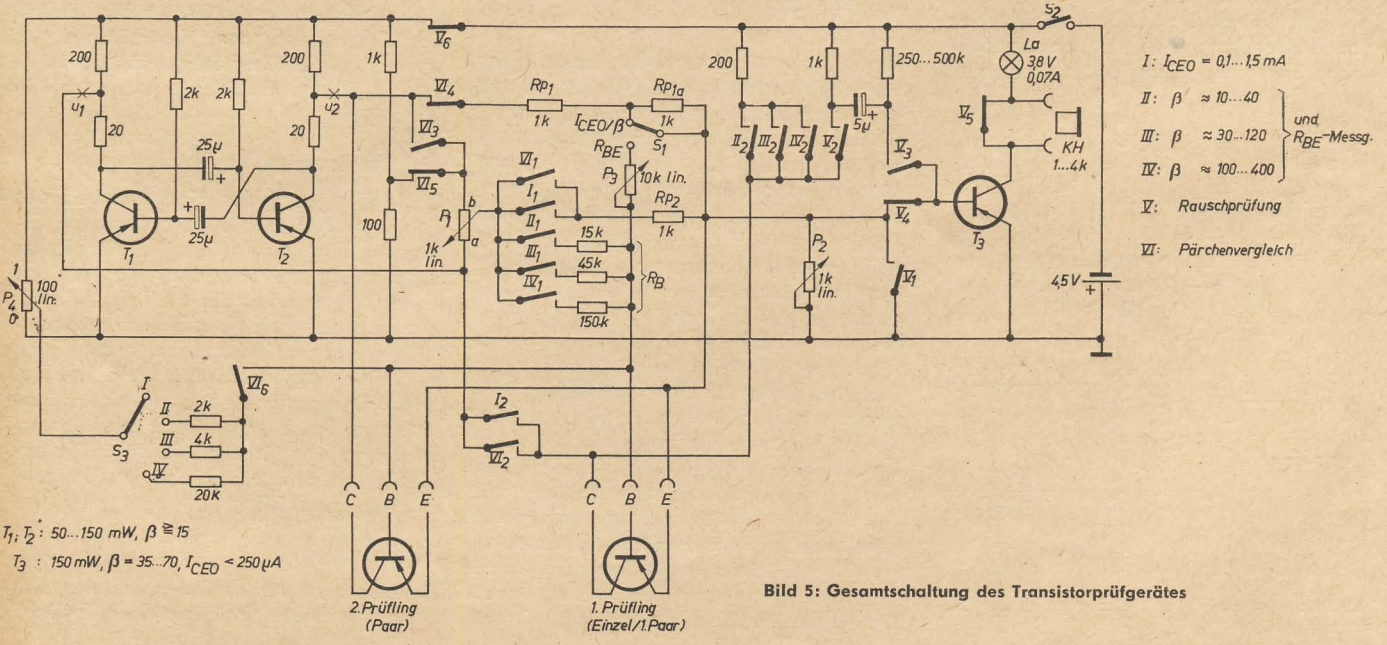


Bild 5: Gesamtschaltung des Transistorprüfgerätes

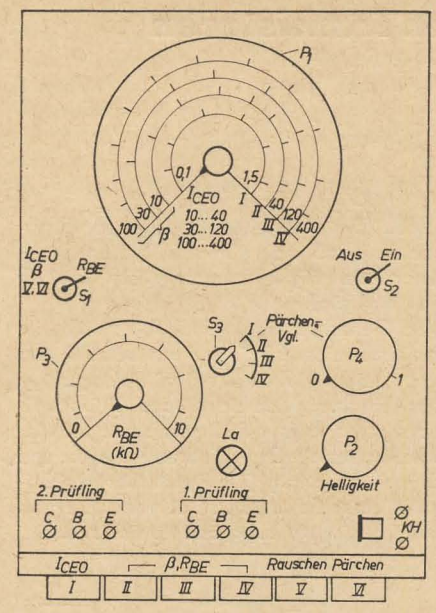


Bild 6: Anordnung der Bedienungselemente des Transistorprüfers

jeweilige Zeigerstellung dieses Reglers, mittels Ohmmeter oder Milliamperemeter mit bekannter Spannung über die Prüflingsanschlüsse B und E (alle Tasten ausgeklinkt, S_1 in Stellung „R_{BE}"). Die Eichung von P_1 beginnt mit dem Aufbringen der I_{CEO}-Skala. Hierzu wird zunächst der Multivibrator stillgesetzt, indem beide 25-μF-Elkos abgelötet werden. Mittels Prüfklemme wird nun abwechselnd die Basis von T_1 oder T_2 gegen Masse kurzgeschlossen und dadurch der Blinkrhythmus von Hand simuliert. Anstelle des Prüflings 1 wird an die Anschlüsse C und E nun eine Reihenschaltung eines Regelwiderstandes (50 kΩ) mit einem Milliamperemeter (0,1···1,5 mA) angeschlossen. Taste I ist gedrückt. Durch wechselseitigen Kurzschluß der Basis von T_1 oder T_2 gegen Masse erzielt man die Helligkeitsänderung von La und gleicht P_1 auf gleiche Helligkeit bei Kurzschluß der Basen von T_1 oder T_2 ab. Bei kurzgeschlossenem T_2 liest man am Milliamperemeter den Strom ab und trägt diesen Wert an der gefundenen Stellung von P_1 auf. Der in Reihe mit dem Milliamperemeter liegende Widerstand wird nunmehr auf den für den nächsten Eichpunkt gewünschten Stromwert verstellt, hiernach mit P_1 und wechselseitigem Kurzschluß von T_1 und T_2 erneut auf gleiche Lampenhelligkeit abgeglichen.

Die Eichung der β-Bereiche erfolgt – beginnend mit Bereich II – unter Zuhilfenahme eines Eichtransistors. Hierfür wird ein beliebiger Typ mit möglichst hoher Stromverstärkung (über 150!) und geringstmöglichem I_{CEO} (unter 0,1 mA) benutzt. Parallel zu dessen Basis und Emitter wird ein Hilfspotentiometer von etwa 10···20 kΩ gelegt. Durch Variation dieses Parallelwiderstandes zur Basis-Emitterstrecke des Hilfstransistors ist im vorliegenden Falle eine β-Variation in weiten Grenzen möglich. Dieser Hilfstransistor wird als „1. Prüfling" angeschlossen, wobei in Reihe mit Anschluß B ein Mikroamperemeter (10···500 μA), in Reihe mit Anschluß C ein Milliamperemeter (etwa 1···5 mA) zu legen ist. Nunmehr wird dieser Hilfstransistor im Bereich II ausgemessen, wozu P_1 bei geeigneter Lampenhelligkeit (P_2!) wieder auf gleiche Helligkeit bei Kurzschluß von Basis T_1 oder T_2 gegen Masse abgeglichen wird. Ist dies erreicht, so wird der für diese P_1-Einstellung gültige β-Wert ermittelt. Dazu bleibt Basis T_2 kurz geschlossen. Der Quotient zwischen den Basis- und Kollektorströmen des Hilfstransistors ergibt $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$. Der so gefundene β-Wert wird an P_1 markiert. Danach wird der Parallelregler am Hilfstransistor etwas verstellt, der Vorgang von vorn begonnen und so der zweite β-Eichpunkt gefunden. So gewinnt man schließlich die vollständige Bereichsskala für Bereich II und anschließend für Bereich III. Bereich IV kann, falls ein Transistor mit ausreichend hohem β verfügbar ist, ebenso geeicht werden, anderenfalls übernimmt man hierfür die mit dem Faktor 10 zu multiplizierende Eichung des Bereiches II.

Meßvorgang

Die Messung erfolgt in der Reihenfolge der Tastenbezifferung. Nach Anschluß eines Prüflings wird in Stellung I mit P_1 auf Dauerlicht abgeglichen. An P_1 ist jetzt I_{CEO} ablesbar. Danach wird Taste II gedrückt und mit P_1 wiederum auf Dauerlicht abgeglichen. Falls der Abgleich nicht möglich ist, wird Bereich III und IV gewählt. Abgleich wiederum auf Dauerlicht. Bei Prüflingen mit relativ hohem I_{CEO} wird man P_2 etwas verringern müssen, weil durch den Reststrom La heller und T_3 u. U. bereits übersteuert wird, was scheinbares Dauerlicht vortäuschen kann. Daher Abgleich stets nur bei mittlerer Helligkeit durchführen! Nach Dauerlichtabgleich wird an P_1 der β-Wert entsprechend dem eingeschalteten Bereich abgelesen.

Im Anschluß an die β-Messung kann R_{BE} bestimmt werden. Dazu wird S_1 in die entsprechende Stellung gebracht, P_1 und eingeschalteter Bereich bleiben unverändert. Die absinkende Lampenhelligkeit wird mit P_2 ausgeglichen. Es ist jetzt wieder Blinklicht vorhanden. Mittels P_3 wird erneut auf Dauerlicht abgeglichen. Danach ist an P_3 der Wert R_{BE} abzulesen. Für die weiteren Prüfungen ist S_1 wieder in Stellung „I_{CEO}/β" zu bringen.

In Stellung V (Rauschprüfung) erlischt die Lampe. Bei KH wird ein hochohmiger Funkkopfhörer angeschlossen. Jetzt kann die Größenordnung des Eigenrauschens des Prüflings beurteilt werden.

Für den Pärchenvergleich wird der zweite Prüfling angeschlossen und Taste VI gedrückt. S_3 wird zunächst in Stellung I gebracht, P_4 auf 0. Sofern jetzt mit P_1 Dauerlichtabgleich möglich ist, stimmen die Kollektorreströme hinreichend überein. Nun wird S_3 in die der betreffenden β-Gruppe entsprechende Stellung gebracht und P_4 langsam von 0 gegen 1 geregelt. Falls dabei das Dauerlicht in Blinklicht übergeht, besteht Ungleichheit beider Prüflinge, deren Betrag durch Verstellen von P_1 abgeschätzt werden kann.

Literatur

[1] Schreiber, H.: Transistormeter mit Blinklichtanzeige. Funktechnik 18 (1963), H. 12, S. 435/436

Telefonanrufbeantworter teleboy 100

Von Grundig wurde ein vielseitiger Telefonanrufbeantworter entwickelt. Er besitzt auswechselbare Walzen, von denen eine im Bild rechts unten zu sehen ist. Diese Walzen „sagen" einen bis zu 60 Sekunden dauernden Text an den Anrufer durch oder nehmen in Verbindung mit einem zusätzlichen Diktiergerät ankommende Gespräche auf.

Darüber hinaus kann der „teleboy 100" auch als Lautsprecher-Telefonverstärker dienen, was z. B. dann erwünscht ist, wenn mehrere Personen an einer Sprechstelle in ein Ferngespräch einbezogen werden sollen.

Zur Technik des Gerätes, das im Bild mit einem „normalen" Telefonapparat zu sehen ist: Die Bestückung besteht aus sieben Transistoren und zwei Dioden. Der Aufsprechverstärker für die Walzen verarbeitet den Frequenzbereich 300 bis 3400 Hz. Die Aufzeichnung erfolgt magnetisch, die Umlaufgeschwindigkeit beträgt 4,5 cm/s. Die Vormagnetisierungs- und Löschfrequenz der Walze liegt bei 20 kHz.

Außenansicht und ein Teil der Innenansicht des Telefonanrufbeantworters teleboy 100

Praktische Messung der Leistungsverstärkung von Transistoren

Dipl.-Phys. U. TARNICK

Bei der Ausmessung von UKW-Transistoren GF 129/132 wird in diesem Jahr erstmalig die Bewertung der Bauelemente nach ihrem Verhalten in einer praktischen Anwenderschaltung vorgenommen. Diese Methode hat gewisse Vorteile für den Hersteller und Verbraucher, wenn in bezug auf die Auswahl und Auslegung der Schaltung vernünftige Kompromisse geschlossen werden, die auf der Herstellerseite ständige Änderungen in der speziellen Auslegung der Testschaltung vermeiden und auf der Verbraucherseite eine genügend hohe Aussagekraft für einen möglichst breiten Anwenderkreis garantieren.

Bei den UKW-Transistoren handelt es sich um die Messung der Leistungsverstärkung in einer praktischen ZF- oder Vorstufenschaltung bei 0,5, 10 und 100 MHz. Diese Ausmessung wurde bereits in dem neuen HFO-Katalog, Ausgabe 1965, angekündigt, der für den GF 132 eine entsprechende Schaltung mit Dimensionierungsangaben enthält.

Der größte Wert der Leistungsverstärkung eines Vierpols ergibt sich bekanntlich, wenn die äußeren Abschlußwiderstände gleich dem konjugiert komplexen Ein- bzw. Ausgangswiderstand des Vierpols sind. Bei den Leistungsverstärkungsmessungen werden natürlich diese Anpassungsbedingungen angestrebt. Es wird also versucht, die Ein- und Ausgangskapazitäten der Prüftransistoren in Schwingkreise einzustimmen und die Resonanzwiderstände der Kreise den Abschlußleitwerten der Transistoren anzupassen.

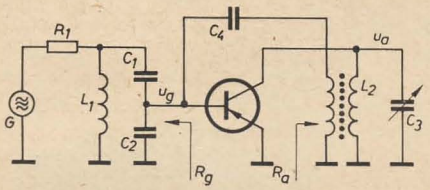


Bild 1: Prinzip der Leistungsverstärkungsmessung bei 0,5 und 10 MHz

Leistungsverstärkung bei 0,5 MHz

Die Messung erfolgt in Emitterschaltung nach dem im Bild 1 dargestellten Prinzip. Der Eingangswiderstand des Prüftransistors liegt unter Berücksichtigung des ausgangsseitigen Abschlusses bei 1,5 kΩ. Der eingangsseitige Schwingkreis ist durch Unterteilung der Kapazität in C_1 und C_2 angezapft (es kann auch die Induktivität angezapft werden). Dadurch vermeidet man eine Bedämpfung und unterschiedliche Verstimmung des Kreises durch den Transistoreingang und erreicht günstige Stabilitäts- und Rauschverhältnisse. Die Eingangskapazität des Prüftransistors ist in den Kreis eingestimmt (100 pF).

Der Ausgangswiderstand des Transistors beträgt etwa 50 kΩ. Eine Neutralisation der Kollektor-Basiskapazität durch C_4 ist hier nicht vorgesehen.

Trotz der Fehlanpassung am Eingang wird die Messung so ausgewertet, als ob der Generator die maximal verfügbare Leistung an den Prüfling abgeben würde. Es wird der Übertragungsgewinn (transducer gain) gemessen.

$$v_t = \frac{4\,R_g}{R_a} \cdot \frac{|u_a|^2}{|u_g|^2} \qquad (1)$$

Dabei ist u_g die Leerlaufspannung an der Basisbuchse ohne Prüftransistor. Sie wird mit Hilfe eines eingebauten Röhrenvoltmeters gemessen. Durch Umschalten des Röhrenvoltmeters wird am Ausgangsschwingkreis die Signalspannung u_a bei aufgestecktem Prüftransistor gemessen.

Die Leistungsverstärkung wird üblicherweise in dB angegeben.

$$v_{t\,dB} = 10 \lg v_t \qquad (2)$$

Aus den Gln. (1) und (2) folgt durch Auflösen nach u_a die Beziehung

$$u_a = \frac{u_g}{2} \sqrt{\frac{R_a}{R_g}} \cdot 10^{v_t/20} \qquad (3)$$

die in einfach logarithmischem Maßstab eine Gerade darstellt (Eichkurve).

Durch Wahl einer festen Spannung u_g (z. B. 8 mV) läßt sich für jede Messung die gleiche Eichkurve verwenden.

Leistungsverstärkung bei 10 MHz

Die Messung erfolgt ebenfalls nach dem im Bild 1 dargestellten Prinzip. Der Eingangswiderstand des Prüflings beträgt hier etwa 500 Ω, der eingangsseitige Schwingkreis ist bei 133 Ω angezapft. Die Eingangskapazität des Prüflings ist wieder in den Kreis eingestimmt (100 pF).

Der Ausgangswiderstand des Transistors liegt bei 20 kΩ, der Resonanzwiderstand des Ausgangskreises wird mit $R_a = 9{,}4$ kΩ vorgegeben (ein höherer Resonanzwiderstand wird auf diesen Wert gedämpft).

Bei 10 MHz macht sich die Rückwirkkapazität des Transistors bemerkbar (innere Mitkopplung). Die Schaltung wird deshalb für eine mittlere Rückwirkkapazität von 1,5 pF neutralisiert. Zum Abgleich von C_4 wird auf den Kollektor eines Prüftransistors mit $-c_{12} = 1{,}5$ pF mit Hilfe eines Meßsenders eine 10-MHz-Spannung gegeben. C_4 wird jetzt so gewählt, daß die an der Basis gemessene Spannung minimal wird.

Die Auswertung der Messung geschieht nach der gleichen Beziehung (3) wie bei 500 kHz.

Leistungsverstärkung bei 100 MHz

Die Messung erfolgt in Basisschaltung nach dem im Bild 2 dargestellten Prinzip. Die Induktivität des Eingangsschwingkreises wird hier durch die Induktivität der Schaltung und des Transistors gebildet. Die Kapazität C_1 wird so abgeglichen, daß bei einem mittleren Transistor die Signalspannung am Emitter maximal wird.

Der Generatorwiderstand R_g wurde im Interesse einer niedrigen Rauschzahl und einer hohen Stabilität mit 60 Ω festgelegt. Der Eingangswiderstand des Prüftransistors ist bei dieser Frequenz stark von der Schaltkapazität C_{EC} zwischen Kollektor und Emitter abhängig [1]. Durch Berücksichtigung einer Schaltkapazität von 0,3 pF an der Transistorfassung ändert sich z. B. der

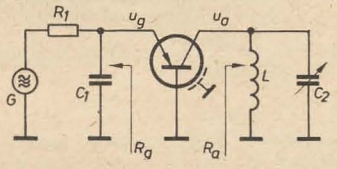


Bild 2: Prinzip der Leistungsverstärkungsmessung bei 100 MHz

Eingangsleitwert g_{11} von 9,5 mS auf 1 mS, wenn der ausgangsseitige Abschluß $R_a = 2{,}5$ kΩ und der Kollektorstrom $-I_C = 2$ mA betragen [2].

Als Meßfassung wird ein Keramikplättchen verwendet, in das senkrecht zur Plattenebene vier Messingröhrchen eingedrückt sind. Die Röhrchen haben eine Bohrung von 0,6 mm und sind im Abstand von 3 mm in Form eines Quadrats angeordnet. Infolge der Biegung und Spreizung der Anschlußdrähte ist bei Einführung des Transistors in diese Meßfassung eine gute Kontaktgabe gewährleistet. Zur Herabsetzung der Kapazität zwischen Ein- und Ausgangsseite ist zwischen den Buchsen E und B einerseits und S und C andererseits auf der Rückseite der Meßfassung eine Trennwand angeordnet, die auf Massepotential liegt. Durch dieses Trennblech wird außerdem eine Einstreuung vom Generator auf den Ausgangskreis vermieden.

Eine Neutralisation der Rückwirkung, die hier ebenso bemerkbar ist wie bei der Meßfrequenz 10 MHz, ist nicht vorgesehen.

Der Ausgangswiderstand des Transistors beträgt etwa 3,5 kΩ. Der Abschlußwiderstand ist hinsichtlich einer genügenden Stabilität der Vorstufenschaltung $R_a = 2{,}5$ kΩ.

Die vom Transistor an den Ausgangskreis abgegebene Leistung wird auch hier wieder auf die maximal verfügbare Generatorleistung bezogen, so daß bei konstanter Generatorleerlaufspannung u_g nur immer die Ausgangsspannung nach Gl. (3) gemessen werden muß. Einzelheiten des Aufbaus und Abgleichs sind in [3] beschrieben.

Die HF-Spannungen werden mit Dioden OA 645 gleichgerichtet und mit einem in das Gerät eingebauten Meßverstärker MV 4 gemessen (es werden auch ein-

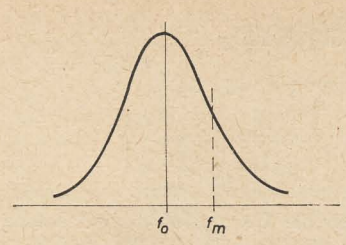


Bild 3: Zur Amplitudenstabilisierung des HF-Generators

fachere transistorisierte Schaltungen verwendet). Die Gleichrichterschaltungen sind lose an die Kreise angekoppelt.

Es finden unterschiedliche HF-Generatoren Anwendung. Sie sind volltransistorisiert und durch temperaturabhängige Widerstandskombinationen stabilisiert.

Es hat sich eine Amplitudenstabilisation bewährt, die mit einer Kapazitätsdiode arbeitet [4]. Die HF-Spannung des Oszillators wird auf einen selektiven Verstärker gegeben, dessen Schwingkreiskapazität durch eine Kapazitätsdiode gebildet wird. Dieser Schwingkreis ist verstimmt, so daß die Arbeitsfrequenz f_m auf der oberen Flanke der Durchlaßkurve liegt (Bild 3). Aus der HF-Spannung am Ausgang des selektiven Verstärkers wird eine Gleichspannung gewonnen, die die Kapazitätsdiode vorspannt. Steigt jetzt z. B. das Signal am Verstärkerausgang an, so wird die negative Vorspannung der Diode kleiner. Infolgedessen verringert sich die Resonanzfrequenz f_0. Die Arbeitsfrequenz rückt damit auf der Flanke der verschobenen Durchlaßkurve etwas tiefer, so daß sich die Ausgangsspannung wieder dem Sollwert nähert.

Die Gleichspannungen werden dem Prüftransistor über Durchführungskondensatoren und Drosseln zugeführt. Die Geräte sind alle mit einer automatischen Arbeitspunkteinstellung versehen, die in ihrer grundsätzlichen Wirkungsweise bereits beschrieben worden ist [5]. Der Arbeitspunkt läßt sich in den Bereichen $-U_C = 0$ bis 10 V und $-I_C = 0 \cdots 2{,}5$ mA einstellen.

Literatur

[1] Baumann, P.: Messungen zum Übertragungsgewinn von Transistoren bei 100 MHz. Nachrichtentechnik 15 (1965), H. 6, S. 237–240

[2] Laborbericht über den Aufbau einer UKW-Vorstufe mit dem Transistor GF 132. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

[3] Baumann, P. und Weidner, P.: Leistungsverstärkungsmeßgerät für HF-Transistoren kleiner Leistung bei der Meßfrequenz 100 MHz. Funkamateur 14 (1965), H. 5 und 6

[4] Entwicklungsbericht über ein Leistungsverstärkungsmeßgerät für Transistoren kleiner Leistung bei der Meßfrequenz 10 MHz. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

[5] Tarnick, U.: f_T-Messungen an Transistoren. radio und fernsehen 14 (1965), H. 16, S. 489–490

Ein automatischer Programmüberblender

Wer als Tonbandamateur selbst Programme zusammenstellt, der weiß, wieviel Übung und Geschick dazugehört, mit Handreglern einen geräuschfreien und gleichmäßigen Übergang von einer Darbietung zur anderen zu erreichen.

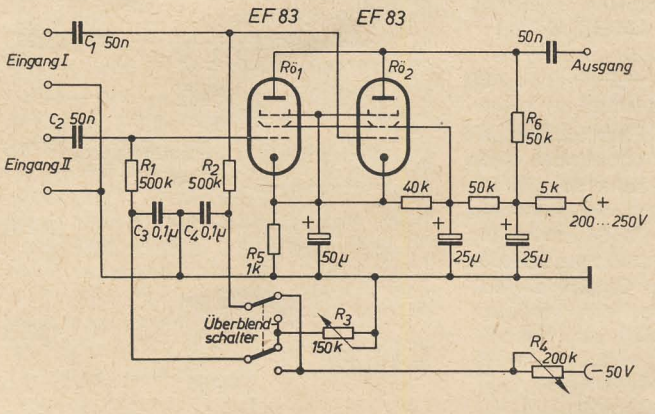
Besonders schwer ist das allmähliche Ineinanderübergehen zweier Darbietungen, was sehr häufig vorkommt. Es ist also zweckmäßig, diesen Vorgang zu automatisieren, um vom Zufall bzw. der schon vorhandenen Erfahrung unabhängig zu sein. Da es für den Amateur wichtig ist, mit einfachen Mitteln gute Ergebnisse zu erreichen, wird hier eine billige und zuverlässige Schaltung gezeigt.

Die Überblendung geschieht selbsttätig nach vorheriger Einstellung des einfachen Zusatzgerätes durch einfaches Umlegen eines Schalters. Das Gerät wird vor den Endverstärker gelegt.

Die zwei NF-Spannungen, die ineinander übergeblendet werden sollen, werden dem Steuergitter je einer EF 83 zugeführt. Dabei sollen die Pegel der beiden Spannungen ziemlich den gleichen Wert aufweisen. Die Anoden der zwei EF 83 liegen parallel, und die am R_6 abfallende NF-Spannung wird dem folgenden Verstärker zugeführt. Eine der beiden Röhren muß nun immer vollkommen gesperrt sein, was durch eine negative Gittervorspannung von -50 V erreicht wird. Diese wird mit dem Umschalter der jeweiligen Röhre zugeführt. Im Schaltbild ist $Rö_2$ als gesperrt dargestellt. Die verhältnismäßig hohe Gittervorspannung ist nötig, da sie mindestens den zweifachen Wert haben muß, der für eine vollkommene Sperrung der Röhre ausreichen würde. Die arbeitende Röhre ($Rö_1$) erhält durch R_5 eine dem richtigen Arbeitspunkt entsprechende Gittervorspannung. Der Gitterableitwiderstand liegt über den Umschalter und R_3 an Masse, und die dem Gitter 1 zugeführte NF erscheint verstärkt an R_6. Die Verhältnisse kehren sich jedoch um, wenn der Schalter umgelegt wird. Dieses Umkehren geschieht aber nicht plötzlich, da die Gittervorspannung der ersten Röhre nur langsam abnimmt, während die der zweiten nur langsam zunimmt. Dadurch wird die erste Röhre langsam auf- und die zweite langsam zugeregelt. Deshalb sind in dem Gitterkreis der beiden EF 83 die Kondensatoren C_3 und C_4 angeordnet, die sich je nach Stellung des Schalters über R_4 langsam auf- bzw. über R_3 langsam entladen. C_3, C_4, R_3 und R_4 bestimmen also den Verlauf der Überblendung. Für das Ausblenden ist demnach die Zeitkonstante $C \cdot R_4$, für das Einblenden $C \cdot R_3$ verantwortlich. Durch Veränderung der beiden Zeitkonstanten ist es nun möglich, verschiedene Effekte zu erreichen. Zum Beispiel: langsames oder schnelles Aus- und Einblenden, die zeitweise Mischung der beiden NF-Spannungen oder zwischen den zwei Darbietungen eine mehr oder weniger lange Pause zu lassen. Das wird mit R_3 und R_4 erreicht, wobei R_3 die Einblendzeit und R_4 die des Ausblendens bestimmt. Die Skalen der Regler können nun direkt in Sekunden oder willkürlichen Einheiten geeicht werden, so daß die Zeiteinheiten stets reproduzierbar sind. Die Regler können während des Programms eingestellt werden, da keine Störungen entstehen. Der Netzteil ist eine normale Ausführung und wurde nicht mitgezeichnet. Die negative 50-V-Spannung muß jedoch gut gesiebt sein, da sonst die Brummspannung auf die Steuergitter und somit in den NF-Kanal gelangt. Über ein vieradriges Kabel ist auch eine Fernbedienung durch den Umschalter möglich, da auf dieser Leitung dann nur Gleichspannung liegt.

Der Aufbau ist völlig unkritisch, wenn auf gute Abschirmung des Gerätes geachtet wird.

Klaus Göthling



Schaltung des Programmüberblenders

Grundlagen zur Theorie und Berechnung von Kettenleitern, Filtern und Verzögerungsketten

Dipl.-Ing. H. HECKMANN

Für spezielle Aufgaben der Meßtechnik, besonders für die Ortungstechnik mit festen Basen werden Filter und Verzögerungsketten benötigt.
Es gibt eine Anzahl von guten theoretischen Veröffentlichungen, die jedoch infolge ihrer Ausführlichkeit eine längere Einarbeitungszeit erfordern.
Der nachfolgende Beitrag soll die schnellere Berechnung von Kettenleitern, Filtern und Verzögerungsketten ermöglichen.
Voraussetzung für die Berechnungen ist, daß die Filter und Kettenleiter reflexionsfrei abgeschlossen werden; d.h., der Kettenein- und -ausgang muß mit dem betreffenden Wellenwiderstand abgeschlossen sein, der sich aus den folgenden Rechnungsunterlagen ergibt.

Allgemeine Lösungsansätze

Für eine unendlich lange Kette bzw. die mit ihrem Wellenwiderstand $\mathfrak{Z}$ abgeschlossene Kette nimmt die einfallende Amplitude nach einer Exponentialfunktion ab, und die Phase wird gedreht.
Es gelten folgende Gleichungen für den Spannungs- und Stromvektor längs der Leitung:

$$U = U_0 \cdot e^{-\gamma\chi} = U_0 \cdot e^{-\beta\chi} \cdot e^{-j\alpha\chi} \quad (1)$$

$$\mathfrak{J} = \mathfrak{J}_0 \cdot e^{-\gamma\chi} = \mathfrak{J}_0 \cdot e^{-\beta\chi} \cdot e^{-j\alpha\chi} \quad (2)$$

χ ≙ Anzahl der Kettenglieder bzw. Länge in km
β ≙ Dämpfungsmaß je Kettenglied in 1/km
α ≙ Phasenmaß je Kettenglied $= 2\pi/v = \omega/v$ in 1/km
λ ≙ Wellenlänge in m
v ≙ Fortpflanzungsgeschwindigkeit in km/s
γ ≙ Übertragungsmaß $= \beta + j\alpha = \sqrt{\mathfrak{R} \cdot \mathfrak{G}}$ in 1/km
$\mathfrak{Z}$ ≙ Wellenwiderstand $= \sqrt{\mathfrak{R}/\mathfrak{G}}$ in Ω
$\mathfrak{R}$ ≙ Längswiderstand in Ω/km
$\mathfrak{G}$ ≙ Querleitwert in 1/Ω
Es bedeuten also

$$\mathfrak{J}_0 \cdot e^{-\beta\chi} \quad (2a)$$

die Amplitude und

$$e^{-j\alpha} \quad (2b)$$

die Phase am Anfang der Kette.

Lösung für spezielle Kettenleiter

Künstliches Telegrafenkabel für Tonfrequenzen (Bild 1)

$\mathfrak{R} = X$ ≙ Längswiderstand $= R$ in Ω/km
$1/\mathfrak{G} = Y$ ≙ Querwiderstand $= 1/\omega C$
$\omega = 2\pi f$ in 1/s
C ≙ Querkapazität in F/km

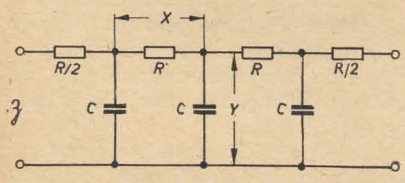


Bild 1

Hieraus ergibt sich der Wellenwiderstand der Kette zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot e^{-j\,45°} \quad (3)$$

$e^{-j\,45°}$ bedeutet, daß der Wellenwiderstand 45° kapazitiv ist. $\tan\varphi$ wird dann gleich 1 und gleich $R \cdot \omega C$. Der Wellenwiderstand ist also frequenzabhängig. Das Dämpfungsmaß ist gleich dem Phasenmaß

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{R \cdot \omega \cdot C}{2}} \quad (4)$$

Das Übertragungsmaß wird dann

$$\gamma = \sqrt{R\omega C} \cdot e^{j\,45°} \quad (5)$$

Weiterhin ergibt sich aus der Kombination der Gln. (3) und (5)

$$R = \gamma \cdot \mathfrak{Z} \quad (6)$$

und durch Einsetzen in Gl. (4)

$$C = \frac{2\beta^2}{R \cdot \omega} = \frac{2\beta^2}{\gamma \cdot \mathfrak{Z} \cdot \omega} \quad (7)$$

Soll für eine bestimmte Frequenz bzw. bis zu einer bestimmten Frequenz die Kette praktisch reflexionsfrei sein, so gilt folgende Beziehung: Unter der Annahme, daß die reflektierte Amplitude am Anfang der Kette nur 1% der Anfangsamplitude betragen darf, folgt aus Gl. (2a) die Kettenlänge zu

$$\chi = \sqrt{\frac{2}{R \cdot \omega_g \cdot C}} \cdot \ln 0{,}1 \quad (8)$$

Die Kette ist dabei ∼ unendlich lang für sämtliche Kreisfrequenzen $\omega > \omega_g$.
ω_g ist die Frequenz, für die die reflektierte Amplitude 1% wird.
Je mehr die Kettenglieder unterteilt werden, um so besser ist die Bedingung für Reflexionsfreiheit erfüllt.

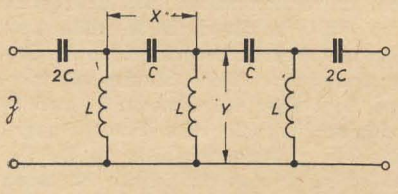


Bild 2

Kondensatorkette (Bild 2)

Die Berechnung erfolgt unter Vernachlässigung der ohmschen Widerstände.

$X = -1/\omega C \gg R_C$ ≙ Längswiderstand

$Y = \omega L \gg R_l$ ≙ Querwiderstand

Die gegenseitige Induktion M ist Null.
Diese Kette überträgt sämtliche Frequenzen oberhalb der unteren Grenzfrequenz ω_u dämpfungsfrei.

$$\omega_u = 1/2\sqrt{L \cdot C} \quad (9)$$

Das Dämpfungsmaß β ist also innerhalb des Bereiches

$$\omega_u \leqq \omega \leqq \infty \quad (10)$$

gleich Null $\beta = 0$ (10a)

Für die Frequenzen ω, die kleiner als ω_u sind ($\omega < \omega_u$), berechnet sich das Dämpfungsmaß je Kettenglied zu

$$\beta = \cosh^{-1}\left(\frac{1}{2 \cdot L \cdot C \cdot \omega^2} - 1\right) \quad (11)$$

$$\beta = \cosh^{-1}\left[2\left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2 - 1\right]$$

Das Phasenmaß α je Kettenglied ist für die Grenzen $\omega_u \leqq \omega \leqq \infty$

$$\alpha = \cos^{-1}\left[1 - 2\left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2\right] \quad (12a)$$

im Bereich:

$$\omega \leqq \omega_u$$

$$\alpha = \pi \quad (12b)$$

im Bereich:

$$\omega \to \infty$$

$$\alpha = 0 \quad (12c)$$

Die Verzögerungszeit T je Kettenglied ist stark frequenzabhängig und ist

$$T = \alpha/\omega \text{ in s} \quad (13)$$

und nimmt mit der Frequenz ab.
Der Wellenwiderstand der Kette ist ebenfalls frequenzabhängig und ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{1}{4C^2 \cdot \omega^2}} \quad (14)$$

Zusammenfassung

Diese Kette schneidet die Frequenzen unterhalb einer bestimmten Grenzfrequenz ab. Innerhalb des dämpfungsfreien Berei-

ches sind weder Phasenmaß noch Wellenwiderstand noch Verzögerungszeit konstant.

Drosselkette (Bild 3)

Die Berechnung erfolgt unter Vernachlässigung der ohmschen Widerstände.

$X = \omega L \gg R_l$ ≙ Längswiderstand
$Y = -1/\omega C \gg R_c$ ≙ Querwiderstand

Die gegenseitige Induktion M ist Null.
Diese Kette überträgt sämtliche Frequenzen unterhalb der oberen Grenzfrequenz ω_0 dämpfungsfrei.

$$\omega_0 = 2/\sqrt{L \cdot C} \qquad (15)$$

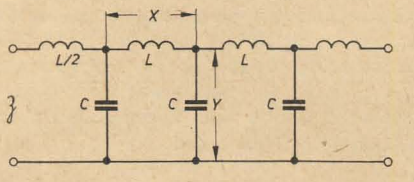


Bild 3

Das Dämpfungsmaß β ist also innerhalb des Bereiches

$$\omega_0 \geqq \omega \geqq 0 \qquad (16)$$

gleich Null $\beta = 0$ (16a)

Für die Frequenzen ω, die größer als ω_0 sind ($\omega > \omega_0$), berechnet sich das Dämpfungsmaß je Kettenglied zu

$$\beta = \cosh^{-1}\left(\frac{L \cdot C \cdot \omega^2}{2} - 1\right) \qquad (17)$$

$$\beta = \cosh^{-1}\left[2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1\right]$$

Das Phasenmaß α je Kettenglied ist für die Grenzen

$$\omega_0 > \omega > 0$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left[1 - 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right] \qquad (18a)$$

im Bereich:

$$\omega > \omega_0$$

$$\alpha = \pi \qquad (18b)$$

im Bereich:

$$\omega \to 0$$

$$\alpha = 0 \qquad (18c)$$

Die Verzögerungszeit T je Kettenglied ist fast frequenzunabhängig bis zum Verhältnis von $\omega/\omega_0 = 1/2$ und steigt mit zunehmender Frequenz.

$$T = \alpha/\omega \qquad (19)$$

Der Wellenwiderstand der Kette ist frequenzabhängig und ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{L^2\omega^2}{4}} \qquad (20)$$

Zusammenfassung

Diese Kette schneidet die Frequenzen oberhalb einer bestimmten Grenzfrequenz ω_0 ab. Innerhalb des dämpfungsfreien Bereiches ist das Phasenmaß und der Wellenwiderstand frequenzabhängig, dagegen ist die Verzögerungszeit fast frequenzunabhängig.

Drosselkette mit gegenseitiger Induktion (Bild 4)

Die Berechnung erfolgt unter Vernachlässigung der ohmschen Widerstände.

$X = \omega L$ ≙ Längswiderstand

$Y = 1/\omega C$ ≙ Querwiderstand

M ≙ gegenseitige Induktion

Die Induktivitäten bestehen bei dieser Verzögerungskette aus Drosselspulen, die die Induktivität L besitzen und an deren Mitte der Kondensatorabgriff liegt. Die Induktivität der Kettenstufe besitzt dagegen nur die Induktivität $L_1 = 2 \cdot L_1/2$.

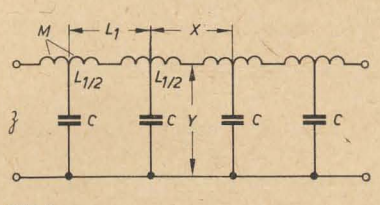


Bild 4

Die gegenseitige Induktion M besteht zwischen den beiden Spulenhälften $L_1/2$

$$L = L_1 + 2M \qquad (21)$$

Die gegenseitige Induktion ist ohne Streuung

$$M = L_1/2 \text{ in H} \qquad (22)$$

Wenn wir die Streuung einführen, wird

$$M < L_1/2 \qquad (23)$$

Wir führen daher den Kopplungsfaktor

$$k = M/\sqrt{L_1 \cdot L_1} \qquad (24)$$

ein, wenn

$$k = M/L_1 \leqq 1/2 \qquad (25)$$

Das Dämpfungsmaß β ist dann in dem Fall, daß

$$\frac{2}{\sqrt{(L_1 - 2M)\,C}} \geqq \omega \geqq 0$$

bzw. $2/\sqrt{C \cdot L} \geqq \omega \geqq 0$ (26)

oder $2/\sqrt{L_1 \cdot C\,(1 - 2k)} = \omega = 0$

erfüllt ist, gleich Null.

$$\beta = 0 \qquad (27)$$

Ist $k = 1$ – also keine Streuung – dann ist $\beta = 0$ im Bereich

$$\infty \geqq \omega \geqq 0$$

erfüllt.
Zur Abkürzung setzen wir

$$\frac{L_1 \cdot C \cdot \omega^2 - 2}{2M \cdot C \cdot \omega^2 - 2} = P$$

Dann ist das Phasenmaß α je Kettenglied für die Bedingung

$$-1 \leqq P \leqq +1$$

$$\alpha = \cos^{-1} \cdot P \qquad (28)$$

für die Bedingung

$$P \geqq +1$$

$$\alpha = 0 \qquad (29)$$

für die Bedingung

$$P \leqq +1$$

$$\alpha = \pi \qquad (30)$$

Die Verzögerungzeit T je Kettenglied ist gegeben durch

$$T = \alpha/\omega \qquad (31)$$

und wird für kleine Werte von

$$\omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

(d. h. solange $\omega < \omega_r = 2/\sqrt{L \cdot C}$)

fast konstant.

$$T = \sqrt{L \cdot C} \qquad (32)$$

Der Wellenwiderstand der Kette ist für die Kette ohne Streuung frequenzunabhängig.

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (33)$$

Bei vorhandener Streuung ist

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L_1 + 2M}{C} + \frac{(4M^2 - L_1^2)\,\omega^2}{4}} \qquad (34)$$

Zusammenfassung

Mit dieser Kette werden Kreisfrequenzen unterhalb der in Gl. (26) gegebenen Bedingung dämpfungsfrei übertragen. Ohne Streuung können sogar sämtliche Frequenzen ungedämpft übertragen werden. Diese Kette ist ein schlechtes Filter und dient infolge ihrer fast frequenzunabhängigen Verzögerung besonders als Verzögerungskette.

Berechnung der Kettenarten unter Berücksichtigung der Verlustwiderstände

Kondensatorenkette (Bild 5)

$X = 1/\omega C$ ≙ Längswiderstand
$Y = R + j\omega L$ ≙ Querwiderstand
Zur Abkürzung setzen wir

$u = R/L \cdot \omega$ und $v = L \cdot C \cdot \omega^2$ (35)

Dann ist das Dämpfungsmaß β je Stufe

$$\beta = \sinh^{-1}\left[\frac{1}{2v\sqrt{2\,(1 + u^2)}}\right] \cdot \sqrt{\pm\sqrt{16v^2u^2 + (1 - 4v)^2} + 1 - 4v} \qquad (36)$$

Wenn wir zur Abkürzung schreiben

$$\beta = \sinh^{-1} \cdot Q$$

dann ist das Phasenmaß α

$$\alpha = \sin^{-1} \cdot Q \qquad (37)$$

Der Wellenwiderstand ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{1}{4C^2\omega^2} - j\frac{R}{C \cdot \omega}} \qquad (38)$$

Die Gln. (35) bis (38) gelten für beliebig große Widerstände von R.
Im folgenden soll nun die näherungsweise Berechnung für bestimmte Grenzen gezeigt werden.
Unter der Bedingung

$u^2/2 \ll 1$ und $\frac{4v^2 \cdot u^2}{(1 - 4v)^2} \ll 1$

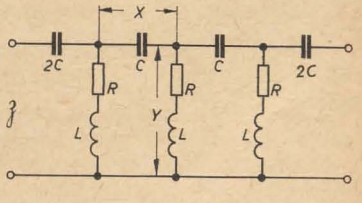


Bild 5

gilt:

$$\beta = \sinh^{-1}\left(\frac{u}{\sqrt{4v-1}}\right) \quad (39)$$

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{\sqrt{4v-1}}{2v}\right) \quad (40)$$

wenn $4v > 1$

$$\beta = \sinh^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-4v}}{2v}\right) \quad (41)$$

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{u}{\sqrt{1-4v}}\right) \quad (42)$$

wenn $4v < 1$

Im Falle, daß das Verhältnis des ohmschen Widerstandes zum induktiven klein und $4v \gtrless 1$ ist, gelten die Gln. (39) bis (42). Wird $4v = 1$, so muß auf die Gln. (36) und (37) zurückgegriffen werden. Die Frequenz für $4v = 1$ ist die Grenzfrequenz ω_u.
Der Wellenwiderstand ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{1}{4C^2 \cdot \omega^2}} \quad (43)$$

und hat den Charakter eines reinen Widerstandes, ist aber frequenzabhängig.
Unter der Bedingung, daß

$$1/8\, v \ll 1 \quad (44a)$$

wird $\mathfrak{Z}$ frequenzunabhängig

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{L/C}$$

Drosselkette (Bild 6)

$X = R + j\omega L \triangleq$ Längswiderstand
$Y = 1/\omega C \triangleq$ Querwiderstand
Zur Abkürzung setzen wir

$$u = R/\omega L \quad \text{und} \quad v = L \cdot C \cdot \omega^2 \quad (45)$$

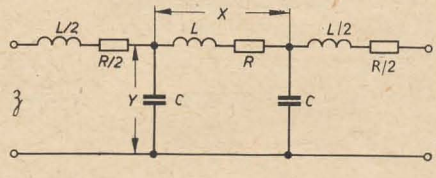


Bild 6

Dann ist das Dämpfungsmaß β je Stufe

$$\beta = \sinh^{-1}\left\{\sqrt{\frac{v}{2}} \cdot \sqrt{\pm\sqrt{u^2 + \left[1 - \frac{v}{4}(1+u^2)\right]^2} - 1 + \frac{v}{4}(1+u^2)}\right\} \quad (46)$$

Schreiben wir wieder zur Abkürzung

$$\beta = \sinh^{-1} \cdot N$$

dann ist das Phasenmaß

$$\alpha = \sin^{-1} \cdot N \quad (47)$$

Der Wellenwiderstand ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{R^2}{4} - \frac{L^2 \cdot \omega^2}{4} + j\left(\frac{R \cdot L\omega}{2} - \frac{R}{\omega C}\right)} \quad (48)$$

Die Gln. (45) bis (48) gelten für beliebig große Widerstände von R. Im folgenden wird wiederum die näherungsweise Rechnung durchgeführt.
Unter der Bedingung kleiner Werte von $R/\omega L$ und daß v nicht den Wert 4 erreicht, ergeben sich folgende angenäherte Beziehungen

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (49)$$

$$\alpha = \omega\sqrt{L \cdot C} \quad (50)$$

Wird

$$R/8\,\omega L \ll 1 \quad \text{und} \quad L \cdot C \cdot \omega^2/6 \ll 1 \quad (51)$$

dann ist das Dämpfungsmaß in diesem Bereich konstant, ebenso wird die Zeitkonstante unabhängig von ω.

$$T = \frac{\alpha}{\omega} = \sqrt{L \cdot C} \quad (52)$$

Der Wellenwiderstand hat unter der Bedingung (51) den Charakter eines reinen Widerstandes und ist frequenzunabhängig.

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (53)$$

Drosselkette mit gegenseitiger Induktion (Bild 7)

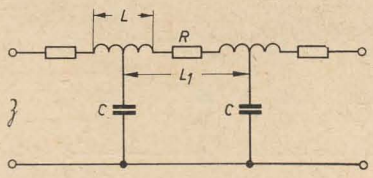


Bild 7

$X = R + \omega L \triangleq$ Längswiderstand
$Y = 1/\omega C \triangleq$ Querwiderstand
$M \triangleq$ gegenseitige Induktion
Zur Abkürzung setzen wir

$$u = R/\omega L \quad \text{und} \quad z = \frac{L \cdot C \cdot \omega^2}{1 + M \cdot C \cdot \omega^2}$$

Wir erhalten für das Dämpfungsmaß

$$\beta = \sinh^{-1}\left\{\sqrt{\frac{z}{2}} \sqrt{\pm\sqrt{u^2 + \left[1 - \frac{z}{4}(1+u^2)\right]^2} - 1 + \frac{z}{4}(1+u^2)}\right\} \quad (54)$$

schreiben wir für β

$$\beta = \sinh^{-1} \cdot K$$

dann ist das Phasenmaß

$$\alpha = \sin^{-1} \cdot K \quad (55)$$

Der Wellenwiderstand ist frequenzabhängig und ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{R^2}{4} - \frac{(L - 4M)\, L \cdot \omega^2}{4} + j\left(\frac{\omega RL}{2} - \frac{M \cdot R \cdot \omega}{1} - \frac{R}{\omega C}\right)} \quad (56)$$

Im Falle kleinerer Werte von u und $\omega^2 \cdot L \cdot C$ ist das Dämpfungsmaß

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{frequenzunabhängig} \quad (57)$$

und α

$$\alpha = \omega\sqrt{L \cdot C} \quad (58)$$

Die Verzögerungszeit ist dann

$$T = \sqrt{L \cdot C} \quad \text{frequenzunabhängig} \quad (59)$$

und der Wellenwiderstand

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (60)$$

Die Gln. (57) bis (60) gelten nur unter der Bedingung, daß

$$u^2/8 \ll 1 \quad \text{und} \quad z/8 \ll 1$$

Berechnungsbeispiele

Beispiel 1

Es ist die Aufgabe gestellt, ein Filter zu berechnen, das die Frequenzen unterhalb einer bestimmten Frequenz ω_u abschneidet. Bei der Rechnung ist der Verlustwiderstand der Drosselspulen zu berücksichtigen.
Aus den vorangegangenen Beschreibungen ersehen wir, daß hierfür eine Kondensatorkette in Frage kommt.
Das Dämpfungsmaß β gibt uns Gl. (36). Der Ausdruck für β wächst stark in der Nähe, wo 1–4 v negativ wird. Der Wert für v, für den $4v = 1$ ist, ist die untere Grenzfrequenz.

$$\omega_u = 1/2\sqrt{L \cdot C} \quad (61)$$

Weiterhin bestimmen wir aus Gl. (43) den Wellenwiderstand. Da derselbe aber in dieser Form eine komplizierte Funktion der Frequenz ist, können wir ihn kaum rechnerisch für sämtliche Frequenzen anpassen. Da wir aber nur den Frequenzbereich oberhalb ω_u übertragen wollen, wird die Bedingung Gl. (44a) annähernd erfüllt. Der Wellenwiderstand ist dann

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{L/C} \quad (62)$$

Da dieser den Charakter eines frequenzunabhängigen ohmschen Widerstandes hat, müssen wir den Abschlußwiderstand $R_0 = \mathfrak{Z}$ als ohmschen Widerstand ausbilden.
Die Kombination der Gln. (61) und (62) ergibt uns die Bestimmung der Kettenkonstanten

$$L = R_0/2 \cdot \omega_u$$

$$C = 1/2\, R_0 \cdot \omega_u \quad (63)$$

Es ist nötig, den ohmschen Widerstand R der Drosselspulen so klein wie möglich zu halten.
Nennen wir das Verhältnis von R/L gleich 2d und übernehmen wir diesen Wert, um mit Gl. (36) die Ausführung des zu berechnenden Filters zu bestimmen. Weiter schreiben wir die Abkürzung (35) wie folgt:

$$u = R/\omega L = 2d \cdot \omega_0/\omega_0 \cdot \omega \quad (64)$$

$$v = \omega^2/4 \cdot \omega_0^2$$

Wenn wir das Verhältnis von d zu ω_0 haben, können wir β und α mit den Gln. (36) und (37) für verschiedene Werte von ω/ω_0 berechnen.

Beispiel 2

Bestimmung eines Kompensators mit einer bestimmten Verzögerungszeit je Kettenglied unabhängig von der Frequenz über einen angegebenen Frequenzbereich. Der Abschlußwiderstand R_0 ist gegeben.
Gewählt wird eine Drosselkette, und dabei wird der Verlustwiderstand der Drosseln berücksichtigt. Die Gl. (49) folgt im Frequenzbereich der Bedingung (51).
Das Phasenmaß ist dann

$$\alpha = \omega\sqrt{L \cdot C} \quad (65)$$

Die Verzögerungszeit folgt daraus zu

$$T = \sqrt{L \cdot C} \qquad (66)$$

Diese Zeitverzögerung je Kettenglied in Sekunden ist nur genau, solange ω genügend von ω_0 entfernt ist.
Die obere Grenzfrequenz ω_0 ist gegeben durch

$$\omega_0 = 2/\sqrt{L \cdot C} \qquad (67)$$

Um die Größen von L und C zu bestimmen, müssen wir außer den Gln. (66) und (67) auch den Abschlußwiderstand einführen. Bewegen wir uns im Frequenzbereich, wo Gl. (66) gilt, so ist

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{L/C} = R_0 \qquad (68)$$

Dieser Widerstand R_0 hat unterhalb von ω_0 den Charakter eines ohmschen Widerstandes. Aus der Kombination der Gln. (68) und (66) erhalten wir die Kettenkonstanten

$$\left.\begin{aligned} L &= R_0 \cdot T \\ C &= T/R_0 \\ \omega_0 &= 2/T \end{aligned}\right\} \qquad (69)$$

Zur Berechnung einer solchen Kette müssen wir T und ebenso den ohmschen Widerstand der Drossel einzeln bzw. letzteren durch das Verhältnis R/L in Ohm je Henry angeben.

Literatur

[1] Wagner, K. W.: Theorie der Kettenleiter
[2] Pierce, W.: Electric Oscillations and Electric Waves
[3] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik I
[4] Feldtkeller, R.: Einführung in die Siebschaltungstechnik
[5] Feldtkeller, R.: Einführung in die Vierpoltheorie

Bauanleitung für Transistorverstärker mit eisenloser Endstufe

Transformatoren in transistorisierten Kofferempfängern beanspruchen immer noch relativ viel Platz, wenn es sich um Empfänger mit größerer Leistung (einige 100 mW) handelt. Bei Taschenempfängern bringen sie weiterhin bedeutende Verluste und engen den schon schmalen Frequenzbereich noch mehr ein. Mit Hilfe der eisenlosen Endstufen lassen sich dagegen Frequenzgänge von 10 bis 20 kHz erreichen, was besonders für UKW-Empfänger von Bedeutung ist. In diesem Beitrag sollen zwei Schaltungen beschrieben werden, wobei sich die erste Schaltung besonders für Autoempfänger mit 12 V und die zweite Schaltung für Kofferempfänger (wie Typen „Stern" und „Vagant") eignen.

Erste Variante (Bild 1)

Die Vorstufen weisen keine Besonderheiten auf. Um Kopplungserscheinungen zu unterdrücken, wurde eine Siebkette 3 kΩ/100 µF eingebaut. Gegebenenfalls wird dem Widerstand eine Diode in Reihe geschaltet, die die Siebwirkung noch erhöht. Die Treiberstufe sollte eine hohe Stromverstärkung aufweisen, damit die Phasenumkehr möglichst symmetrisch ist. Ist die Stromverstärkung < 25, so ist es empfehlenswert, in den oberen Zweig der Endstufe Transistoren mit etwas höherer Verstärkung als im unteren Zweig einzusetzen.

Näherungsformel

$$\frac{h_{21}{}^1}{h_{21}\ \text{Treiber}} + h_{21}{}^1 = h_{21}{}^{2}$$

$h_{21}{}^1$ = Gesamtverstärkung unterer Zweig
$h_{21}{}^2$ = Gesamtverstärkung oberer Zweig

Der Kollektorstrom der Treiberstufe wird auf etwa 6 mA eingestellt. Die Transistoren GC 116 sind ebenfalls ein Pärchen und steuern die Endtransistoren aus. Würde man auf sie verzichten, müßte das Koppel-C wegen des niedrigen Eingangswiderstandes sehr erhöht werden. Außerdem müßte die Treiberstufe eine zu hohe Steuerleistung aufbringen. Die Kühlfläche der Endtransistoren beträgt 50 cm². Der Arbeitspunkt wird je Transistor auf AB-Betrieb eingestellt; das entspricht einem Ruhestrom von $\approx$ 160 mA. Der Wirkungsgrad ist bei Vollaussteuerung $\geq$ 50%. I_C liegt bei 1,1 A. Dies ist besonders bei der Wahl der Stromquellen zu berücksichtigen. Der Gleichstromanteil liegt bei 380 mA, während die Ausgangsleistung etwa 2,5 W beträgt und von der Kollektorrestspannung abhängig ist. Diese soll daher so klein wie möglich sein. Der Frequenzgang beträgt 15 Hz bis 18 kHz. Bei Vollaussteuerung ist für 1 kHz $k \leq 2{,}5\%$, für 10 kHz $k \approx 5\%$.

Zweite Variante (Bild 2)

Bild 2 zeigt einen Verstärker, der sich besonders für Kofferempfänger mit UKW eignet. Die Betriebsspannung beträgt 7,5 V. Die Ausgangsleistung an dem Lautsprecher (3,6 Ω) beträgt bei $k \leq 10\%$ $\geq$ 1,25 W. Der Treibertrafo entspricht dem des „Stern 64". Der Ruhestrom ist auf $\approx$ 3 mA eingestellt, so daß die Endstufe in B-Betrieb arbeitet. Die Gesamtstromaufnahme liegt bei 8 mA ohne Aussteuerung und 350 mA bei Vollaussteuerung. Als Stromquellen sind daher möglichst Monozellen zu verwenden. Die Gesamtlebensdauer der Batterie bei Normalbetrieb (50···100 mW Ausgangsleistung) wird durch diese Schaltungsart kaum herabgesetzt. Die Kühlbleche brauchen hier nur eine Fläche von 25 cm² zu haben.
Gegebenenfalls sind in den Schaltungen die Arbeitspunkte der Vorstufen durch Ändern des oberen Basiswiderstandes neu einzustellen, was durch Exemplarstreuungen bedingt ist.

Helmut Radtke

Bild 1

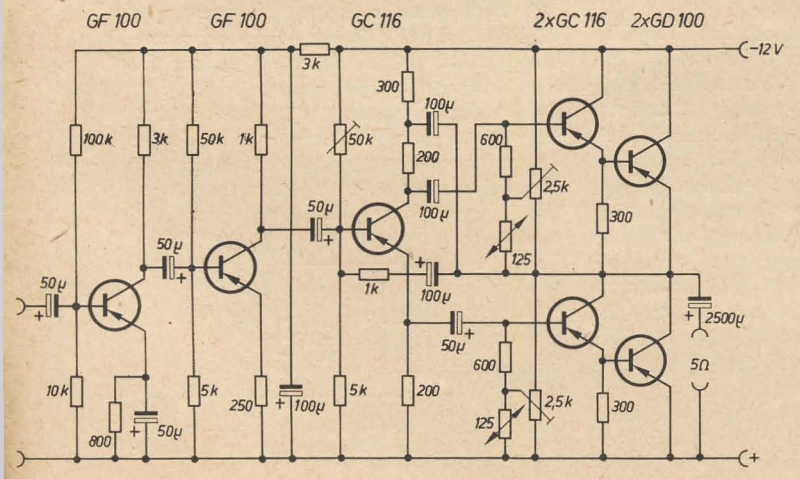
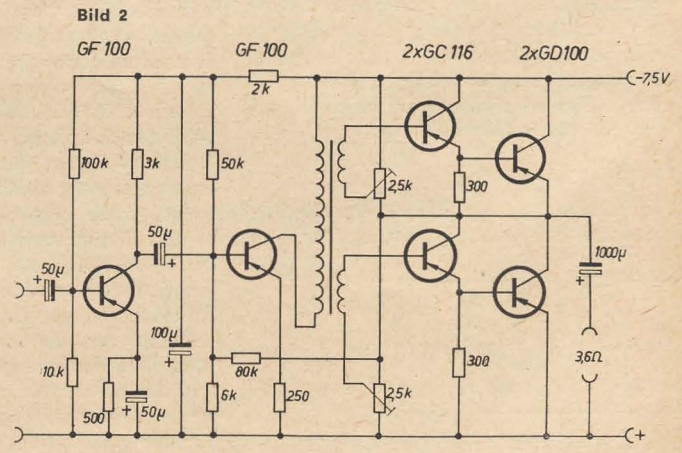


Bild 2



Selbsttätige elektronische Spannungsregelung mit Transistoren

KLAUS K. STRENG

Die Entwicklungstendenz in der Konsumgüterelektronik geht bei Leistungsverstärkern und Rundfunkgeräten in Richtung Volltransistorisierung. Aktuell wird damit auch der Netzteil für transistorisierte Geräte. Besonders beim Allzweckempfänger (Autoradio, Camping- und Heimempfänger) verwendet man zunehmend mehr kleine Netzteile, die anstelle der Batterien in das Gerät eingesetzt werden können [1] [2]. Auch für den Amateur, der viel mit Transistorschaltungen experimentiert, hat der Netzteil für 6···9 V Gleichspannung (bei Strömen bis zu etwa 0,25 A) seine Vorteile. Er macht den Amateur unab-

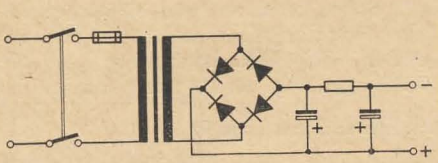


Bild 1: Prinzipschaltung eines einfachen Netzteiles für Transistorgeräte

hängig von den Batterien, die sich meist dann erschöpfen, wenn man es am wenigsten erwartet.

Solche Netzteile können nur in Ausnahmefällen aus einem Netztransformator, Halbleitergleichrichtern und einigen Kondensatoren als Siebmitteln bestehen (Bild 1). Meist befriedigt eine derart einfache Schaltung nicht:

Transistorisierte Rundfunkgeräte und Verstärker arbeiten fast immer mit (Gegentakt-)B-Endstufen. Dies bedeutet, daß sie im Gegensatz zu Geräten mit A-Endstufen einen von der Aussteuerung abhängigen Strom aufnehmen. Ein Netzteil mit der beschriebenen Schaltung hat einen zu hohen Innenwiderstand, d. h., seine Klemmenspannung würde stark mit der Aussteuerung schwanken. Unter Umständen kommt es sogar zu Rückkopplungserscheinungen zu vorangehenden Stufen, die sich meist als Blubbern („motorboating"), Pfeifen und Kreischen äußern.

Darum wird die Spannung derartiger Netzteile durch eine geeignete Schaltung konstant gehalten, d. h., elektronisch geregelt.

Hierzu gibt es prinzipiell zwei verschiedene Möglichkeiten: die Parallelregelung und die Reihenregelung.

Parallelregelung

Die Parallelregelung (Bild 2) beruht darauf, daß ein Leistungstransistor um so

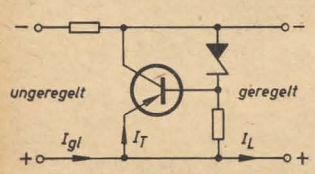


Bild 2: Prinzipschaltung des Parallelreglers

mehr Strom aufnimmt, als die Spannung die Tendenz hat, hochzulaufen. Im Idealfall kann man die Schaltung durch folgende Gleichung beschreiben:

$$I_L + I_T = I_{gl} = \text{konstant}$$

Hierin bedeuten:

I_L der wechselnde Laststrom, den der Verbraucher aufnimmt,
I_T der Strom durch den Regeltransistor und
I_{gl} der Strom, der vom Gleichrichter geliefert wird.

Aus der Wirkungsweise des Parallelreglers ergibt sich, daß die im Transistor entstehende Verlustleistung dann am größten ist, wenn der Strom durch den Verbraucher ein Minimum wird. Die gesamte Schaltung ist sehr einfach und erfordert nur einen Transistor, gegebenenfalls noch eine Zenerdiode, um eine konstante Vergleichsspannung zu erhalten. Ihr Nachteil liegt in ihrem prinzipiell

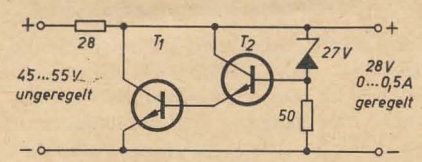


Bild 3: Parallelregler mit Verstärkerstufe

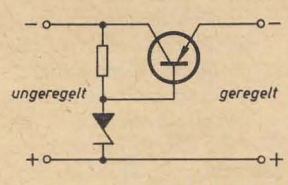


Bild 4: Prinzipschaltbild des Reihenreglers

schlechten Wirkungsgrad und ihrer für viele Zwecke unzureichenden Spannungsstabilisierung. Immerhin lassen sich Netzteile mit Transistorparallelregler durch den Amateur leicht aufbauen [3], wenn man einige der erwähnten Nachteile in Kauf nimmt.

Der Stabilisierungsfaktor des Parallelreglers wird vergrößert, wenn man den Lastausgleichtransistor nicht direkt, sondern über einen zweiten Transistor steuern läßt. RCA [4] gibt hierzu als Beispiel die Schaltung nach Bild 3 an. Der Transistor T_1 in der Schaltung ist der Lastausgleichtransistor. Er soll eine möglichst große Verlustleistung aufweisen. In der Originalschaltung ist es der RCA-Typ 2 N 1485, ein 25-W-Silizium-npn-Transistor. Zur Steuerung dient der Transistor T_2, ein 2 N 1481, ebenfalls ein npn-Typ, was für das Prinzip der Schaltung ohne Bedeutung ist.

Aus den in der Schaltung eingetragenen Werten für Eingangs- und Ausgangsspannung ist der äußerst schlechte Wirkungsgrad leicht zu erkennen: Von den 45···55 V Eingangsspannung gelangen nur 28 V zum Verbraucher.

Reihenregelung

Günstiger in vielen Punkten verhält sich eine Schaltung, in der der Regeltransistor als Stellglied in Reihe mit dem Verbraucher liegt (Bild 4). Seine Wirkungsweise beruht darauf, daß sein Innenwiderstand heraufgesetzt wird, wenn der Laststrom die Tendenz hat, anzusteigen. Dadurch nimmt die Klemmenspannung ab und ihrer Tendenz zum Steigen wird entgegengewirkt. Die Spannung ist im Idealfall konstant.

Dieses Prinzip des Reihenreglers ist aus der Röhrentechnik bekannt. Allerdings läßt sich die Schaltung mit Röhren nicht so einfach aufbauen wie mit Transistoren, da die Gittervorspannung der Röhren negativer ist als die Spannung Katode-Anode. Im Gegensatz hierzu beträgt bei Transistoren die Basisvorspannung einen Bruchteil der Spannung Emitter-Kollektor. Man kommt deshalb bei transistorisierten Reihenreglern schon mit einem einzigen Transistor aus, während man bei Röhren zwei benötigt.

Im Gegensatz zur Parallelregelung ist bei der Reihenregelung die im Regeltransistor entstehende Verlustleistung gering gegenüber der vom Verbraucher aufgenommenen Leistung. Man kann den Spannungsabfall im Regeltransistor sehr klein halten. Im Idealfall liegt er bei der Kniespannung des Transistors (etwa 0,5 bis 1,5 V), unabhängig von der Klemmenspannung des Verbrauchers!

Beide Regelprinzipien mit Transistoren (besonders der Reihenregler) wurden in einem Beitrag in dieser Zeitschrift [5] beschrieben und mathematisch behandelt, so daß hier auf weitere Ausführungen verzichtet werden kann. Vielmehr sollen die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten des Parallelreglers näher betrachtet werden:

Eine besonders einfache Schaltung für den Parallelregler ergibt sich, wenn man die Zenerdiode für die Vergleichsspannung durch einen Elektrolytkondensator ausreichender Größe ersetzt [6]. Eine solche Schaltung zeigt Bild 5; sie arbeitet wie folgt. Bei Schwankungen des Laststromes bleibt die Spannung am Elektrolytkondensator C_1 noch eine ge-

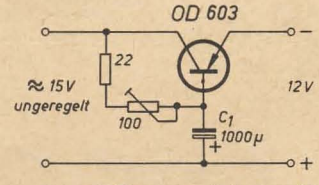


Bild 5: Reihenregler mit Transistor, bei dem die Zenerdiode im Basiskreis durch einen Elektrolytkondensator ersetzt ist

wisse Zeit konstant. Der Kondensator wirkt so, als sei er eine Quelle konstanter Vergleichsspannung, d. h., er erfüllt bei Lastschwankungen die gleiche Funktion wie eine Zenerdiode. Gegen langsame Schwankungen der Speisespannung (Netzspannung) ist der beschriebene Regler wirkungslos, weil sich die Spannung am Elektrolytkondensator auf den neuen Wert einstellt.
Der in der Originalschaltung eingesetzte Leistungstransistor OD 603 läßt sich ohne Nachteile oder Schaltungsänderungen durch den GD 150 vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder ersetzen.

Regler für veränderliche Ausgangsspannung

Für viele Zwecke ist es vorteilhaft, wenn der Spannungsregler nicht eine feste, sondern eine in Grenzen wählbare Ausgangsspannung hat. Eine einfache Möglichkeit bietet der Verzicht auf eine konstante Vergleichsspannung, d. h. auf eine Zenerdiode, wobei die Bezugsspannung einfach durch einen Spannungsteiler gewonnen wird. *Jakubaschk* macht von dieser einfachen Möglichkeit in dem von ihm beschriebenen Parallelregler Gebrauch. Sie hat jedoch den Nachteil, daß sie keine fest eingestellte Ausgangsspannung hat.
Eine zweite Möglichkeit besteht darin, die Gleichspannung vor dem Regler zu verändern. Nachteilig ist, daß hierbei einmal der Arbeitspunkt des Regeltransistors geändert wird und zum anderen diese Regelmöglichkeit wenig wirksam ist; der Regler hat ja die Tendenz, Veränderungen der Eingangsspannung auszugleichen.
Eine einfache und elegante Lösung des Problems bei einem Parallelregler zeigt Grundig in dem „Transistor-Universal-Netzteil TN 12" [7]. Die Lösung besteht darin, entweder die volle Spannung der Zenerdiode oder eine über einen Spannungsteiler gewonnene Teilspannung aus der Zenerdiode wahlweise als Vergleichsspannung für die Basis des Regeltransistors zu verwenden. Durch Ändern der Bezugsspannung ändert sich logischerweise auch die Ausgangsspannung, im vorliegenden Fall von 7,5 auf 9 V (Bild 6). Nach dem gleichen Prinzip läßt sich auch eine kontinuierliche Einstellung der Ausgangsspannung gewinnen, indem man parallel zu der Zenerdiode ein Potentiometer schaltet und daran die Basisspannung für den Regeltransistor abgreift.

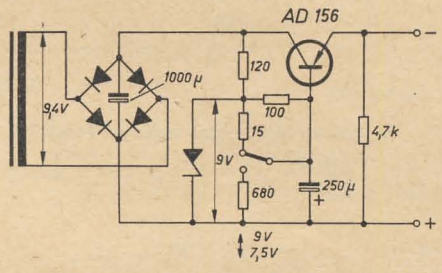


Bild 6: Umschaltbarer Regelnetzteil für zwei verschiedene Ausgangsspannungen

Vergrößerung des Regelfaktors

Obwohl für viele Zwecke der Regelungsfaktor der Schaltung im Bild 4 ausreicht, ist dies doch nicht immer der Fall. Besonders dann nicht, wenn der Innenwiderstand und die Brummspannung der Spannungsquelle sehr klein sein sollen.

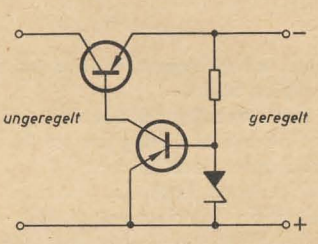


Bild 7: Parallelregler mit zusätzlicher Verstärkerstufe vor dem Stellglied-Transistor (Prinzip)

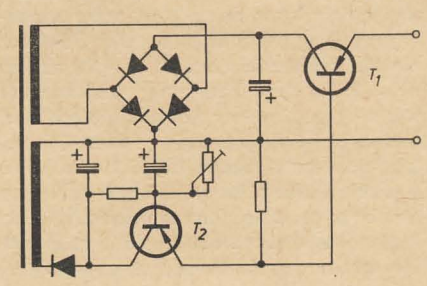


Bild 8: Regelschaltung mit getrenntem Gleichrichter für die Vergleichsspannung

Eine sehr einfache Möglichkeit zur Vergrößerung des Regelungsfaktors (oder Stabilisierungsfaktors) besteht darin, einen Verstärker vor den Regeltransistor (das Stellglied) zu schalten. Hierzu gibt es verschiedene Möglichkeiten, von denen eine im Bild 7 gezeigt wird. Je größer die Verstärkung dieses zusätzlichen Verstärkers ist, um so größer ist der Stabilisierungsfaktor. Er läßt sich durch mehrere galvanisch gekoppelte Stufen praktisch beliebig hoch treiben. Besondere Vorteile haben Regler mit Verstärkern dann, wenn nicht eine fest eingestellte Ausgangsspannung, sondern eine in gewissen Grenzen frei wählbare (einstellbare) Ausgangsspannung gefordert wird. Da der Basisstrom des Regeltransistors die Zenerdiode nicht oder nur geringfügig beeinflußt, ist die Regelung besser.
Eine andere Möglichkeit, den Stabilisierungsfaktor zu erhöhen, besteht darin, die Vergleichsspannung nicht über eine Zenerdiode aus der zu regelnden Spannung, sondern aus einem getrennten Gleichrichter zu gewinnen. Dieser kann sehr klein gehalten werden, da er kaum belastet wird. Im Bild 8 ist eine solche Schaltung zu sehen. Günstiger, aber aufwendiger, wäre es, die Betriebsspannung von T_2 durch eine Zenerdiode zu stabilisieren oder doch zumindest die Ausgangsspannung dieses Transistors, d. h. die Vergleichsspannung für die Regelkette.
Eine Schaltung, die eine Verstärkerstufe vor dem Stellglied enthält und eine kontinuierlich regelbare Ausgangsspannung abgibt, findet man in einer für Amateure bestimmten Veröffentlichung des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder (Bild 9) [8].

Ihre Wirkungsweise:

Die Basisvorspannung des Transistors T_1 ist durch eine Zenerdiode für etwa 10···12 V stabilisiert. Im Emitterkreis desselben Transistors liegt ein Potentiometer (250 Ω/ 1 W), an dem die gewünschte Ausgangsspannung eingestellt wird. Die an ihm ab-

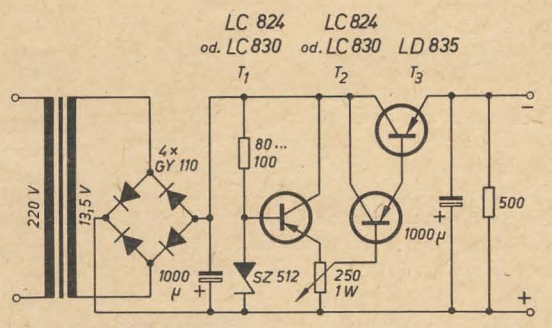


Bild 9: Regelnetzteil mit stabilisierter einstellbarer Ausgangsspannung

gegriffene Spannung wird der Basis des Transistors T_2 zugeführt, der seinerseits wieder die Basis von T_3 steuert. T_3 ist das Stellglied, d. h., hält die Ausgangsspannung konstant, unabhängig von ihrem an R_2 eingestellten Absolutwert. Auf Grund der zulässigen Grenzwerte von T_3 (ein LD 835) ist ein maximaler Ausgangsstrom des Regelteiles von etwa 3 A zulässig. Für den relativ seltenen Fall, daß größere Ströme benötigt werden, kann T_3 durch eine Parallelschaltung mehrerer Transistoren ersetzt werden.
In dieser Veröffentlichung wurden nur einige prinzipielle Möglichkeiten und Beispiele für Regelnetzteile angeführt. Sie lassen sich erweitern, etwa indem mehrere Stufen in Kaskadeschaltung vor das Stellglied geschaltet werden oder durch die zusätzliche Verwendung von „elektronischen Sicherungen", um Einzelteile des Regelnetzteiles bei Kurzschlüssen und Überlastungen zu schützen. Zweck dieser Ausführungen war, den Leser mit der Problematik des transistorisierten Regelnetzteiles für Niederspannung vertraut zu machen und dem Amateur einige Anregungen zu geben, seine Batteriespannungsquellen durch geeignete Regelnetzteile zu ersetzen.

Literatur

[1] Streng, K. K.: Neuheiten bei den Graetz-Portables. radio und fernsehen 14 (1965), H. 12, S. 374
[2] Streng, K. K.: Neuheiten der westdeutschen Industrie. radio und fernsehen 12 (1963), H. 14, S. 446–449
[3] Jakubaschk, H.: Ein kurzschlußfestes Transistor-Universalnetzteil mit Strombegrenzung. radio und fernsehen 13 (1964), H. 15, S. 472 bis 473
[4] RCA Transistor Manual. RCA Semiconductor and Materials Division, Somerville (N.J.), 1962
[5] Brenner, W.: Transistorstabilisierte regelbare Netzgeräte. radio und fernsehen 12 (1963), H. 19, S. 597–599
[6] Telefunken-Fachbuch: Der Transistor, Band I, Grundlagen und Kennlinien. Telefunken GmbH, Ulm/Donau, 1960
[7] Maciol, H.: Transistor-Universal-Netzteil TN 12. Grundig, Technische Informationen, Dezember 1964, S. 835–836
[8] Die neue Bastler-Schaltung, Folge 1/64: Netzgeräte. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

Zweistufige thermoelektrische Kaskade in elektrischer Reihenschaltung

HEINZ SCHNEIDER und PETER JUNGFER

VEB DKK Scharfenstein, Labor für thermoelektrische Kühlung

Allgemeines

Schaltet man mehrere Halbleiterelementenpaare, die aus einem p- und einem n-Leiter bestehen, elektrisch in Reihe, aber thermisch parallel, so entsteht die Peltierbatterie nach Bild 1. Fließt durch diese Anordnung ein Gleichstrom, so kühlen sich die auf der einen Seite liegenden Verbindungsstellen der Halbleiterelemente ab, während sich die auf der gegenüberliegenden Seite befindlichen Verbindungsstellen erwärmen.
Werden dagegen einige Halbleiterelementenpaare thermisch parallel und einige dazu thermisch in Reihe geschaltet, so erhält man eine thermoelektrische Kaskade (Bild 2).

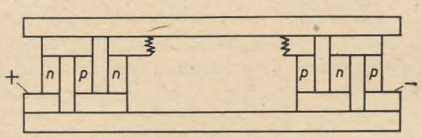


Bild 1: Peltierbatterie

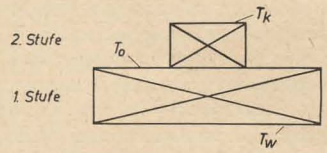


Bild 2: Zweistufige thermoelektrische Kaskade

Mit einer solchen thermoelektrischen Kühlvorrichtung lassen sich größere Temperaturdifferenzen erzielen, als mit einer einstufigen Peltierbatterie, da die kalte Seite der ersten Stufe zum Kühlen der warmen Seite der zweiten Stufe verwendet wird.
Da die Wärmeleistung eines Halbleiterelementenpaares größer ist als dessen Kälteleistung (Wärmeleistung = Kälteleistung + elektrische Leistung), muß die Anzahl der Halbleiterelementenpaare der zweiten Stufe entsprechend kleiner sein als die der ersten Stufe.
Wird dies nur ungenügend beachtet, so kommt es zu einer Aufheizung an der Berührungsstelle der beiden Stufen.
In der Praxis werden Kaskaden gewöhnlich mit zwei, höchstens aber mit drei Stufen verwendet. Es ist wenig sinnvoll, die Zahl der Stufen noch weiter zu erhöhen, da es hierdurch immer schwieriger wird, die Wärme der einzelnen Stufen abzuführen. Ferner kann der z-Wert, eine temperaturabhängige Größe, der die Güte des Halbleitermaterials charakterisiert, nur für eine Stufe sein Maximum erreichen. Je weiter man sich von dieser Stufe entfernt, um so stärker nimmt der z-Wert im Betriebsfall der Kaskade ab, d. h. die Wirksamkeit dieser Stufen verringert sich.
Bild 3 zeigt eine thermoelektrische Kaskade. Die erste Stufe besteht aus acht, die zweite aus zwei Halbleiterelementenpaaren.

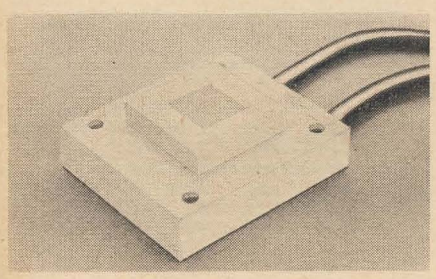


Bild 3: Thermoelektrische Kaskade

Theoretische Grundlagen

Die erste umfassende Beschreibung des Peltiereffektes geht auf *Altenkirch* (1909) zurück, nach dessen Theorie sich die Kälteleistung einer Peltierbatterie aus

$$Q_k = n\,[\alpha_{th} \cdot I \cdot T_k - 1/2\,R \cdot I^2 - K\,(T_w - T_k)] \qquad (1)$$

berechnet.

Darin bedeuten

α_{th} die Thermokraft $\alpha_{th} = 4 \cdot 10^{-4}$ V/grd,
T_w die Temperatur der warmen Seite,
T_k die Temperatur der kalten Seite,
K der Wärmeleitwert K = 0,0237 W/grd,
R der ohmsche Widerstand eines Halbleiterelementenpaares (R = 2,7 mΩ),
I die Stromstärke und
n die Anzahl der Halbleiterelementenpaare in einer Peltierbatterie

Den verwendeten Zahlenwerten entsprechen Halbleiterelementenpaare des Typs HC 524. Diese Halbleiterelementenpaare wurden aus dem Halbleiterwerk Frankfurt/Oder bezogen und bilden die Grundlage für die weiteren Betrachtungen. Es sei darauf hingewiesen, daß die lineare Theorie nach *Altenkirch* mit wachsender Temperaturdifferenz in immer stärkerem Maße von der exakten Theorie abweicht. Trotzdem soll bei der folgenden Berechnung der Temperaturdifferenz der Kaskade diese Theorie zugrunde gelegt werden. Die Ergebnisse werden anschließend mit experimentell ermittelten Werten verglichen. Auf die nicht lineare Theorie kann hier nicht eingegangen werden.

Kälteleistung der Kaskade

Die Kälteleistung der Kaskade wird in Abhängigkeit von T_w und T_k (Bild 2) sowie in Abhängigkeit des Stromes I dargestellt. Die Kälteleistung ist die an der kalten Seite der Kaskade aus der Umgebung aufgenommene Wärme. Entsprechend Gl. (1) gilt für die Kälteleistung

$$Q_k = n_2\,[\alpha_{th} \cdot I \cdot T_k - 1/2\,R \cdot I^2 - K\,(T_o - T_k)] \qquad (2)$$

Hierbei sind
n_2 die Anzahl der Halbleiterelementenpaare der zweiten Stufe ($n_2 = 2$) und
T_o die Zwischentemperatur
Die übrigen Materialwerte sind unter Gl. (1) zu finden. Für die Berührungsstelle der beiden Stufen der Kaskade gilt folgende Anschlußbedingung:

Die in der zweiten Stufe entwickelte Wärmeleistung ist gleich der in der ersten Stufe auftretenden Kälteleistung. Die Zwischentemperatur T_o stellt sich so ein, daß diese Anschlußbedingung gewahrt bleibt.

Wählt man allerdings das Verhältnis aus Anzahl der Halbleiterelementenpaare der zweiten Stufe und Anzahl der Halbleiterelementenpaare der ersten Stufe zu groß, so nimmt die Zwischentemperatur zu hohe Werte an. Dadurch wird die Wirksamkeit der Kaskade herabgesetzt. Mitunter kann das auch zu einer Zerstörung der Kaskade führen.
Die Wärmeleistung der zweiten Stufe berechnet sich nach

$$Q_{w2} = n_2\,[\alpha_{th} \cdot I \cdot T_o + 1/2 \cdot R \cdot I^2 - K\,(T_o - T_k)] \qquad (3)$$

Die Kälteleistung der ersten Stufe ergibt sich aus

$$Q_{k1} = n_1\,[\alpha_{th} \cdot I \cdot T_o - 1/2 \cdot R \cdot I^2 - K\,(T_w - T_o)] \qquad (4)$$

n_1 ist die Anzahl der Halbleiterelementenpaare der ersten Stufe ($n_1 = 8$)
Mit der Anschlußbedingung

$$Q_{w2} = Q_{k1} \qquad (5)$$

erhält man für die Zwischentemperatur

$$T_o = \frac{\frac{R}{2} \cdot I^2 (n_1 + n_2) + n_1 \cdot K \cdot T_w + n_2 \cdot K \cdot T_k}{N} \qquad (6)$$

Dabei gilt

$$N = \alpha_{th} \cdot I\,(n_1 - n_2) + K\,(n_1 + n_2) \qquad (7)$$

Mit T_o aus Gl. (6) erhält man mit Gl. (2) für die Kälteleistung der Kaskade

$$Q_k = n_2 \cdot \alpha_{th} \cdot I \cdot T_k - \frac{n_2}{2} \cdot R \cdot I^2 - \frac{(n_1 + n_2)}{2} R \cdot I^2 \frac{n_2 \cdot K}{N} + \left(n_2 \cdot K - \frac{n_2^2 \cdot K^2}{N}\right) T_k - \frac{K^2 \cdot n_1 \cdot n_2}{N} \cdot T_w \qquad (n_1 = 8,\ n_2 = 2) \qquad (8)$$

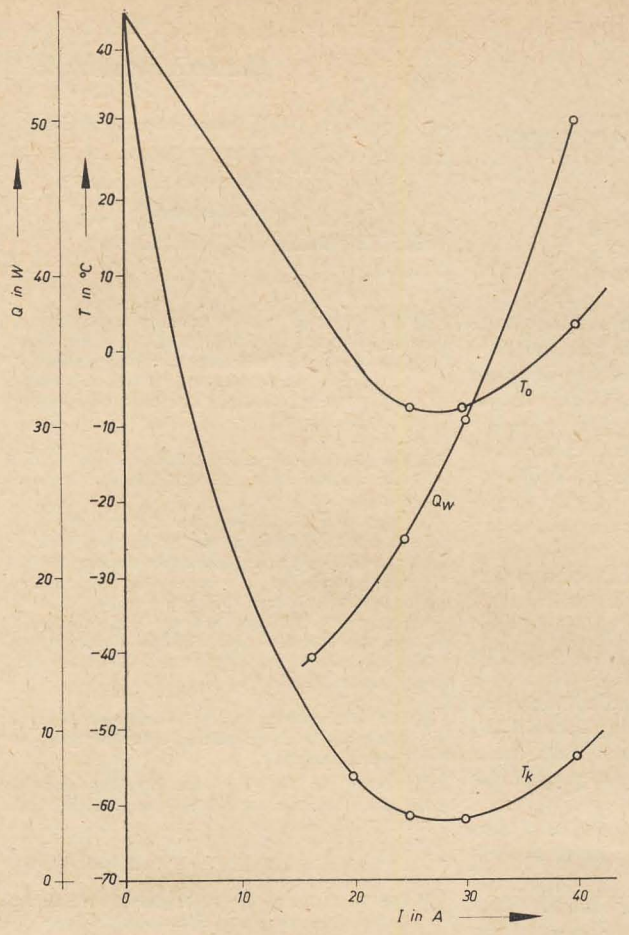


Bild 4: Theoretisch ermittelte Werte von T_k, Q_w und T_o in Abhängigkeit von I

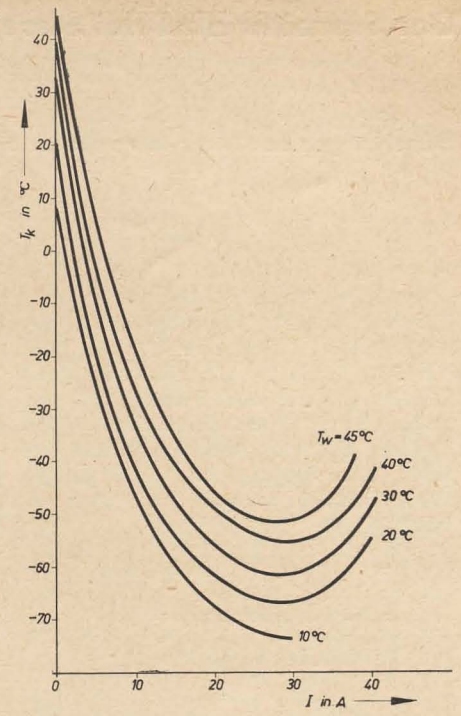


Bild 5: Temperatur von T_k bei verschiedenen Temperaturen T_w ▶

Die Temperaturdifferenz der Kaskade

Die Temperatur der kalten Seite der Kaskade bei konstanter Temperatur der warmen Seite und konstanter Kälteleistung erhält man aus Gl. (8). Im Bild 4 sind die theoretisch ermittelten Werte der Temperatur der kalten Seite T_k sowie die an der warmen Seite der Kaskade auftretende Wärmeleistung Q_w und die Zwischentemperatur T_o über der Stromstärke I aufgetragen. Für die Berechnung dieser Werte wurde eine Temperatur der warmen Seite von $T_w = +45$ °C angenommen. Die Kälteleistung ist als verschwindend klein vorausgesetzt, d. h., die kalte Seite der Kaskade ist thermisch ideal isoliert.

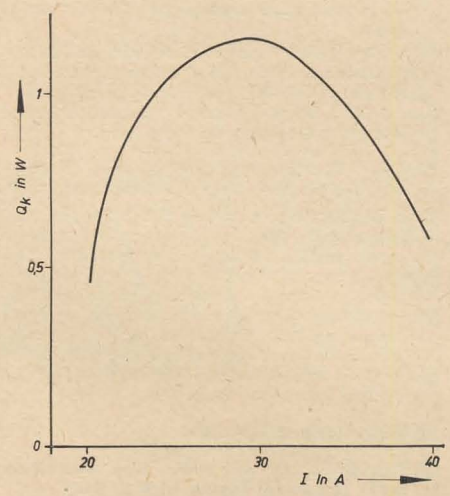


Bild 6: Kälteleistung der Kaskade in Abhängigkeit von der Stromstärke

Experimentelle Ergebnisse

Im Bild 5 ist die Temperatur der kalten Seite der Kaskade, bei verschiedenen Temperaturen der warmen Seite als Parameter aufgetragen. Die Kälteleistung wurde hierbei verschwindend klein gehalten.

Die Unsicherheit in dem Minimum beträgt 15%. Die Spannung beträgt im Minimum etwa 1,3 V. Die Welligkeit ist kleiner als 8%. Man kann nun die aus Bild 4 berechnete Temperaturabsenkung mit der aus Bild 5 gemessenen vergleichen. Dabei entspricht der Kurve $T_w = 45$ °C aus Bild 5 die mit T_k bezeichnete aus Bild 4. Im Extremwert beträgt die Abweichung von experimentell ermittelten und theoretisch berechneten Werten etwa 10 °C.

Im Bild 6 ist die Kälteleistung der Kaskade über der Stromstärke I aufgetragen. Die Temperatur der warmen Seite beträgt + 45 °C und die Temperatur der kalten Seite — 30 °C. Es ist zu bemerken, daß bei diesen Temperaturen und den unter Gl. (1) angegebenen Materialwerten eine einstufige Peltierbatterie keine Kälteleistung mehr erzeugt, d. h. die Temperaturdifferenz von 75 grd ist für die genannte Peltierbatterie der höchst erreichbare Wert.

Thermoelektrische Kaskaden werden überall dort sinnvoll eingesetzt, wo auf kleinem Raum bei kleiner Kälteleistung Temperaturen von etwa — 50 °C an freier Luft und — 60 °C im Vakuum (etwa 1 Torr) erforderlich sind.

Ein sinnvolles Anwendungsbeispiel ist das Taupunkthygrometer. Ein feiner Luftstrom wird auf die kalte Seite der Kaskade gelenkt, an die ein dünner Chromspiegel angebracht wird. Durch eine kontinuierliche Änderung der Stromstärke kann auf der kalten Seite je nach Bedarf jede zwischen + 10 °C und — 50 °C liegende Temperatur eingestellt werden.

Der Einsatz eines Taupunkthygrometers an einem Trockenofen wird in unserem Betrieb erprobt.

Eine weitere Einsatzmöglichkeit ist in einer Hochvakuumkühlfalle gegeben.

Nochmals: Umbau „Alex"

Im Beitrag „Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers, Alex'", in radio und fernsehen 14 (1965), H. 16, S. 503–506 und 14 (1965), H. 17, S. 534–537 wurde im Schaltbild (Bild 3) eine Diodensteckdose vorgesehen, die zum Anschluß eines Tonbandgerätes geeignet ist. Im Text des Beitrages wurde dazu auf Literatur hingewiesen, aus der die Besonderheiten hervorgehen, die beim Anschluß eines Tonbandgerätes an ein Fernsehgerät beachtet werden müssen.

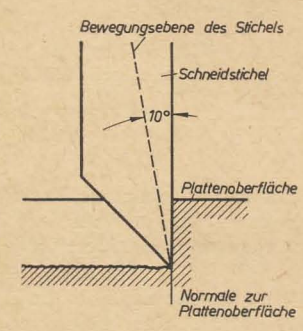
Wir möchten trotzdem nochmals darauf hinweisen, daß der Anschluß der Diodensteckdose wie im Bild 3 nicht ohne weiteres möglich ist, da in dieser Form der Berührungsschutz nicht gewährleistet ist. Es ist in jedem Fall entweder eine geeignete galvanische Netztrennung (Trenntrafo) vorzusehen oder die Diodensteckdose über einem HF-Trenntrafo anzuschließen.

D. Red.

Der Schneidwinkel bei Stereoschallplatten

Bemerkungen zur Notiz in radio und fernsehen 14 (1965), H. 11, S. 330

Bei der erstmaligen Normung von Stereoschallplatten in Deutschland (etwa 1959 bis 1961) wurde als Winkel zwischen der Bewegungsebene des Stichels und der Normalen zur Plattenoberfläche, in der Literatur auch vertikaler Spurwinkel genannt, eine Neigung von 10° festgelegt. Diese Festlegung findet man auch in TGL 200-7004.



Schnitt durch den Stichel und die Rille

Die damalige Festlegung eines so verhältnismäßig großen Neigungswinkels für den Stichel beim Schnitt von Stereoschallplatten erfolgt, um eine Übereinstimmung der Schwingebenen zwischen dem Schneidstichel und der Abtastnadel zu erreichen. Bei der Seitenschrift lagen die Abweichungen von der Normalen bei 2···3° und konnten somit vernachlässigt werden.

Es sollte nun selbstverständlich sein, daß sich die Hersteller von Schallplattenabtastern bemühen, den genormten Winkel im Abtaster einzustellen. Teilweise ist dies der Fall, z. B. hat das System 5 MSD vom VEB Funkwerk Zittau je nach Neigung des Tragarmes in der Praxis einen Winkel von 13···15° zwischen Schwingebene und der Normalen zur Plattenoberfläche. Bei der Konstruktion war man bemüht, sich dem genormten Winkel möglichst weitgehend anzunähern. In Westeuropa einschließlich Westdeutschland liegen die gebräuchlichen Winkel jedoch teilweise sehr viel höher. Dies ist ohne weiteres an den Erzeugnissen nachweisbar. Zum Beispiel liegen die vertikalen Spurwinkel der magnetischen Abtaster der Firma Elac bei etwa 20°. Eine Zusammenstellung der an verschiedenen Abtastertypen auf verschiedenen Laufwerken gemessenen vertikalen Spurwinkel findet sich in der Arbeit „Tracing Simulator – Ein Verfahren zur Schallplattenaufzeichnung für verzerrungsarme Wiedergabe" von *Redlich* und *Klemp* (Internationale Elektronische Rundschau 19 [1965], H. 1, S. 15–20, B. 16).

Die dort ermittelten Werte sind konstruktionsbedingt; sie bewegen sich zwischen 6 und 38°, mit einer Häufung bei etwa 18···20°. Nun läßt sich dieser Winkel beim Abtastsystem nicht auf beliebig kleine Werte reduzieren, so daß als Kompromiß eine Vergrößerung des Neigungswinkels des Stichels beim Schnitt auf 15° vorgesehen und schließlich in die überarbeitete Norm aufgenommen worden ist. Wenn man in der Praxis fordert, daß dieser Winkel etwa mit einer Toleranz von 5° eingehalten wird, erhält man einen ausreichenden Bereich, in dem sich eine gute Konstruktion ausführen läßt.

Bei der ersten internationalen Normung der Stereoplatten, IEC – Publication 98-1 aus dem Jahre 1959, waren noch keine Festlegungen über einen Neigungswinkel des Stichels enthalten.

Die neue IEC-Publication 98 aus dem Jahre 1964 legt nun gleichfalls einen Neigungswinkel von 15° fest.

Damit ergibt sich die interessante Situation, daß die in der letzten Zeit von einer Reihe von Firmen mit erheblichem Werbeaufwand herausgebrachten neuen Abtastsysteme für einen vertikalen Spurwinkel von 15° lediglich die Korrektur eines Fehlers bringen, der bei der Konstruktion der früheren Systeme dieser Firmen durch Nichtbeachtung bestehender nationaler Normen, bzw. bei ausländischen Systemen durch das Fehlen einer internationalen Norm, entstanden war.

Ing. G. Hohmuth
VEB Deutsche Schallplatten Berlin

Druckempfindliche Festkörperschaltungen

Bei dotiertem Halbleitermaterial mit Transistorstruktur erhält man durch direkte Einwirkung äußerer Kräfte eine Änderung der Transistordaten. So kann bei einer eindiffundierten Emitter - Basisgrenzschicht durch Druck mit einem Diamantstift die Stromverstärkung des Transistors wesentlich geändert werden. Es lassen sich also Schaltungen entwickeln, die von äußeren Kräften abhängig sind. Als Beispiel dient ein astabiler Multivibrator mit zwei Transistoren, bei dem der Druck auf einen von ihnen eine Frequenzverschiebung von 100···118 kHz hervorruft. Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen äußerer Kraft und Frequenz im Bereich von 1,5···6 p.

Aus Electronics, 12. Juli 1965, Seite 81 bis 84

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 12 (1965)

■ **Die Planung von Forschungs- und Entwicklungsaufgaben einschließlich der zur Überleitung in die Fertigung notwendigen Mechanisierungs- und Automatisierungsmaßnahmen mit Hilfe der Methode des kritischen Weges, Teil II**

■ **Die Optimierung der Fehlersuche an elektronischen Einrichtungen mit Hilfe der Informationstheorie**

Es wird ein Verfahren beschrieben, mit dem optimierte Algorithmen zur Störungseingrenzung und Geräteüberprüfung gefunden werden können. Ausgangspunkt ist die schematische Erfassung der Zusammenhänge Störung – Meßergebnis, Messung – mittlerer Aufwand an Arbeitszeit, überprüfte Stufen – erforderliche Meßkomplexe. Die Berechnung erfolgt nach Methoden der Informationstheorie.

■ **Die Anwendung der Z-Transformation für wissenschaftlich-technische Berechnungen der Fernmeldetechnik**

Es werden ein Verfahren und ein Programm für den Elektronenrechner ZRA 1 beschrieben, mit deren Hilfe man in der Lage ist, das Zeitverhalten von elektrischen Netzwerken aus der Übertragungsfunktion F(p) zu berechnen.

■ **Die Anwendung der Operatorenmethode bei der Projektierung von Steuereinrichtungen für ATZ**
Grundlagen der Algorithmentheorie

In diesem Teil werden die für die Anwendung in der Telefonie notwendigen Grundlagen der Algorithmentheorie, wie logische, Matrizen- und Graf-Schemen einschließlich der Umformungsregeln gegeben. Besondere Bedeutung kommt der Vereinigung von Algorithmen und dem Übergang zum logischen Blockschema zu.

■ **Programm zur Berechnung des Impulsverhaltens eines Tiefpaßsystems aus Frequenz- und Phasengang**

Bei Vorgabe einer Sprungfunktion kann die Empfangsfunktion eines Tiefpaßsystems aus punktweise vorgegebenem Frequenz- und Phasengang mit hinreichender Genauigkeit ermittelt werden. Es werden die Voraussetzungen für die Anwendung dieses Programms erläutert und Richtwerte für die erreichte Genauigkeit und benötigte Rechenzeit angegeben.

■ **Kompensationsmeßschaltungen für Vierpol-Übertragungskoeffizienten im Höchstfrequenzgebiet**

Die wichtigsten Eigenschaften von Kompensationsmeßschaltungen für Vierpolübertragungskoeffizienten im VHF- und UHF-Gebiet werden mit Hilfe eines einfachen Ersatzschaltbildes untersucht und miteinander verglichen.

■ **Das Quantisierungsrauschen von Analog-Digital-Umsetzern für die Pulscodemodulation**

Das Entscheidungsrauschen, das sich aus den Abweichungen der Entscheidungsniveaus vom Sollwert ergibt, bewirkt eine Erhöhung des Quantisierungsrauschens der Analog-Digital-Umsetzer. Unter Annahme normalverteilter Schwankungen der Grenzen des momentanen Quantisierungsintervalls werden die Wahrscheinlichkeitsdichte des Fehlers und die Geräuschleistung berechnet, woraus sich die Quantisierungsstufenbreite abschätzen läßt.

■ **Filterkatalog, 2. Serie Blatt 7**

■ **Was beinhaltet und wohin führt die Kybernetik? (Kybernetik-Tagung in Kiel 1965)**

■ **Bericht von der internationalen Sommerschule für Netzwerktheorie in Prag 1965**

PrüfFix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 Torgau

Auch Kleinanzeigen finden in der technischen Fachpresse **stärkste Beachtung!**

Kaufe
Selektograf SO 81
Wobbelgenerator
Fernsehkunden-dienstkoffer FSK 1
Dr. Nitzschmann, 8716 Oberoderwitz

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Erfahrener HF-Ingenieur
bietet, da ortsgebunden, freie Mitarbeit für Entwicklung und Konstruktion in Hochfrequenz- und Niederfrequenztechnik.
Angebote unter KRF 1419 an DEWAG-Werbung, 1054 Berlin

Prospektmaterial
über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN
fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an

Das ideale Kontaktmittel für die gesamte Elektronik
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Dr.-Ing. Rudolf Kühn

MIKRO-WELLEN-ANTENNEN

712 Seiten
366 Abbildungen
9 Tafeln
Kunstleder 74,— MDN

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

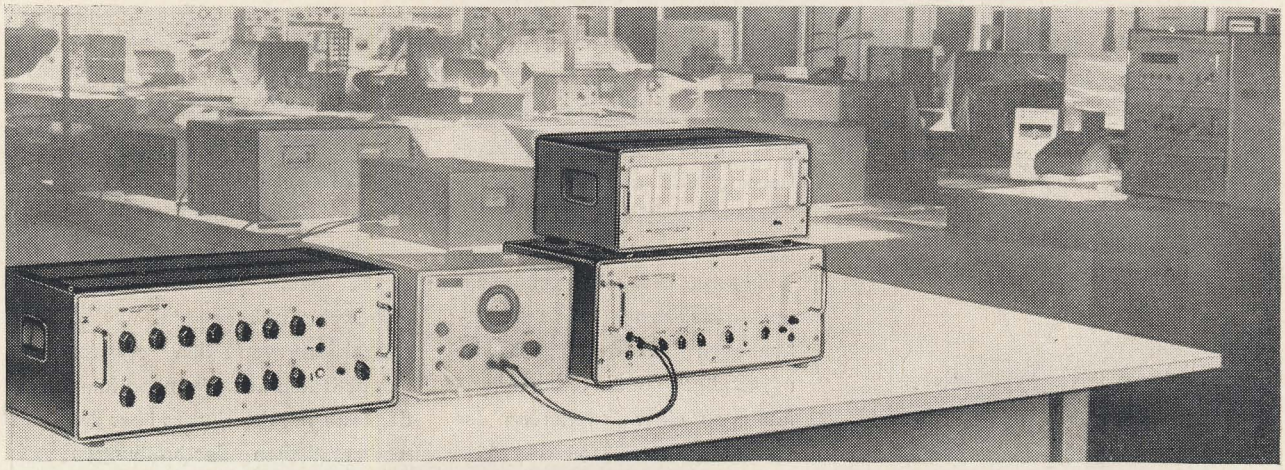
Die Erschließung des Mikrowellenbereichs für die Nachrichtenübertragung und andere technische Anwendungsgebiete weist in den letzten Jahren außerordentliche Fortschritte auf. Die ständig zunehmende Anzahl der für die vorhandenen Übertragungsdienste notwendigen Kanäle führt zwangsläufig zu einer Erweiterung der technisch angewandten Frequenzen in höhere Bereiche. Eine wichtige Rolle spielen hierbei die Antennenprobleme.

Mit diesem Buch führt der Autor in die Theorie und Technik der Mikrowellenantennen ein.

Ausgehend von den elektromagnetischen Erscheinungen führt der erste Teil des Buches über die mathematischen Beschreibungen der Felder und Wellen zur Behandlung spezieller antennentheoretischer Probleme. Im zweiten Teil werden die praktisch möglichen Antennenformen mit ihrem elektrischen Verhalten, ihren spezifischen Eigenschaften und ihren Anwendungsmöglichkeiten behandelt.

Die zum Verständnis des Stoffes notwendigen mathematischen Voraussetzungen entsprechen etwa denen, die Studenten der mittleren Semester an technischen Hochschulen beherrschen. Bei schwierigen Ableitungen oder grundsätzlichen theoretischen Überlegungen, die darüber hinausgehende mathematische Hilfsmittel erfordern, werden diese entweder ausführlich erläutert oder es wird in einzelnen Fällen auf Spezialliteratur verwiesen, die in einem außerordentlich umfangreichen und sorgfältig ausgewählten Literaturverzeichnis zusammengestellt ist.

RFT industrie-electronic



Summieren · Zählen · Klassieren

von Meßwerten.

Einfache Datenerfassungsanlage, bestehend aus Sortierzusatz Typ 3519, AD-Umsetzer Typ 3525 und Großsichtanzeige Typ 3521 für die Erfassung von Meßwerten innerhalb wählbarer Toleranzgrenzen. Es lassen sich folgende Betriebsarten realisieren:

Summierung (Einzel- und Resultatsnumerierung)
Zählung mit Voreinstellung
Klassierung und Mittelwertbildung
Sortieren

Technische Informationen sowie Prospekte über Meßgeräte, Empfänger-Oszillografenröhren und Musikboxen durch unsere Verkaufsabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47/25

Telefon: 58280, Telegramm: Funkwerk Erfurt, Telex: 055306